



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

**ELEKTROMAGNETICKÝ VÝPOČET ELEKTRICKÉHO
STROJE PRO LETECKÉ APLIKACE**

ELECTROMAGNETIC CALCULATION OF AN ELECTRICAL MACHINE FOR AEROSPACE APPLICATIONS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vítězslav Halašta

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Bárta, Ph.D.

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Vítězslav Halašta

ID: 203226

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Elektromagnetický výpočet elektrického stroje pro letecké aplikace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vytvořte literární rešerši na téma aplikace a technologických trendů elektrických strojů využívaných v letectví
2. Vytvořte literární rešerši na téma požadavků kladených na elektrické stroje určených pro využití v leteckých aplikacích
3. Vytvořte elektromagnetický model zadaného elektrického stroje pro výpočet konečně prvkovými metodami
4. Proveďte elektromagnetický výpočet zadaného stroje metodou konečných prvků

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PYRHONEN, J.; JOKINEN t.; HRABOVCOVÁ V. Design of rotating electrical machines. John Wiley and Sons, 2007. ISBN 978-0-470-69516-6.
- [2] J.R. HENDERSHOT, T.J.E. MILLER . Design of Brushless Permanent-Magnet Machines. Motor Design Books LLC; Second Edition edition, 2010. ISBN 978-0984068708.
- [3] A. E. Fitzgerald, Ch. Kingsley, S. Umans "Electric Machinery", McGraw-Hill Companies Inc., 2003. 688 s. ISBN 0-07-112193-5

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 10.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Jan Bárta, Ph.D.

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá elektromagnetickým výpočtem elektrického stroje pro letecké aplikace. Byla vytvořena literární rešerše na elektrické stroje a s nimi spojené trendy využívané v letectví a uvedeny byly požadavky kladené na tyto stroje. Dále se práce věnuje tvorbě elektromagnetického modelu stroje navrženého pro letectví a provedení jeho elektromagnetického výpočtu pomocí metody konečných prvků. Součástí práce je i pohled na stránku návrhu stroje pro letecké aplikace a porovnání konkrétních strojů navržených pro aplikaci v letectví. Modelovaný stroj byl simulován ve stavu naprázdno, v zatížení a při poruše. V závěru jsou formulovány důvody, proč je synchronní stroj s permanentními magnety ideální volbou pro letecký průmysl a jaké kroky vedou k jeho přizpůsobení pro danou aplikaci. Je zde také diskutováno, zda byl modelovaný stroj správně navržen pro leteckou aplikaci.

Klíčová slova

aplikace v letectví, synchronní stroj s permanentními magnety, více elektrické letadlo, elektromagnetický model, metoda konečných prvků, účinnostní mapa

Abstract

This bachelor thesis deals with the electromagnetic calculation of an electrical machine for aerospace applications. Description of the state of art trends that are currently being used in the aircraft industry and requirements for such machines were formulated. Further, electromagnetic model of the machine designed for aerospace applications is created and the electromagnetic calculation using the finite element method is performed. A design process and a comparison of machines designed for this application is also included. The modeled machine was simulated at no load, rated load and faulty condition. Reasons behind the choice of permanent magnet synchronous motor alongside particular steps in design required for machine application in aerospace are presented in the conclusion. There is also discussed, whether the modeled machine is correctly designed for aerospace application.

Keywords

aerospace application, permanent magnet synchronous machine, more electric aircraft, electromagnetic model, finite element method, efficiency map

Bibliografické citace:

HALAŠTA, Vítězslav. *Elektromagnetický výpočet elektrického stroje pro letecké aplikace*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125800>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Jan Bárta.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Elektromagnetický výpočet elektrického stroje pro letecké aplikace“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Bártovi, Ph.D. za metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

Podpis autora

Obsah

Seznam obrázků	1
Seznam tabulek	3
Seznam symbolů a zkratk	3
Úvod	7
1 Situace v leteckém průmyslu	8
1.1 Elektrizace letadel	8
1.2 Rozdělení ovládacích prvků v letadle	9
1.3 Koncepty letadel	10
1.3.1 Plně elektrické letadlo	10
1.3.2 Více elektrické letadlo	10
1.4 Rozdíly mezi aktuátory	12
2 Požadavky na stroje pro aplikaci v letectví	14
2.1 Požadavky na bezpečnost podle RTCA DO-160G	14
2.2 Převodovka	16
2.3 Charakteristiky stroje a aktuátoru	17
2.4 Odolnost proti selhání	17
2.4.1 Zkratové poruchy obvodu	17
2.4.2 Rozpojení obvodu	18
2.5 Stroje aplikované v letectví	18
2.5.1 Tubulární lineární stroj s permanentními magnety	19
2.5.2 Spínaný reluktanční stroj SRM	19
2.5.3 Stejnoseměrný bezkartáčový stroj s permanentními magnety BLDC	20
2.5.4 Synchronní stroj s permanentními magnety PMSM	20
3 Postup návrhu PMSM pro aplikaci v letectví	21
3.1 Počet pólů a drážek	21
3.2 Rozměrování stroje	22
3.3 Materiály	24
3.3.1 Izolační materiály	24
3.3.2 Materiály statoru, rotoru a pouzdra na PM	25
3.4 Omezení zkratových proudů	25
3.5 Ověření pevnostních podmínek	26

3.6	<i>Volba permanentních magnetů</i>	27
3.6.1	Uložení permanentních magnetů	29
3.6.2	Demagnetizace	29
3.7	<i>Chlazení</i>	31
3.8	<i>Srovnání strojů z literárních zdrojů</i>	32
4	<i>Modelování vybraného stroje pro aplikaci v letectví</i>	35
4.1	<i>Parametry zadaného stroje</i>	35
4.2	<i>Materiály</i>	36
4.2.1	M250-35A	36
4.2.2	Recoma® 18	36
4.3	<i>Vytvoření sítě pro metodu konečných prvků</i>	37
5	<i>Elektromagnetický výpočet pomocí metody konečných prvků</i>	39
5.1	<i>Stroj naprázdno</i>	39
5.2	<i>Stroj v zatížení</i>	42
5.2.1	Interpolace pomocí RBF	43
5.2.2	Výsledky analýzy pomocí proudů v d- a q -ose	44
5.2.3	Výpočet ztrát v mědi	46
5.2.4	Výpočet svorkového napětí	48
5.2.5	Výpočet elektromagnetické účinnosti	48
5.2.6	Výsledky výpočtů elektromagnetické účinnosti stroje	49
5.2.7	Stroj ve jmenovitém bodě	51
5.3	<i>Stroj v poruchovém stavu</i>	52
5.3.1	Rozpojení fáze	53
5.3.2	Zkrat fáze	53
	<i>Závěr</i>	53
	<i>Literatura</i>	57

Seznam obrázků

1.1	Distribuce energie v konvenčním letadle, překresleno z [1].	8
1.2	Distribuce energie ve více elektrickém letadle, překresleno z [1]. . . .	9
1.3	Základní pohyby letadla [7].	10
1.4	HALE Pathfinder [9].	11
1.5	Elektrohydraulický aktuátor, překresleno z [1].	13
1.6	Elektromechanický aktuátor, překresleno z [1].	13
2.1	Helikoptérový EMA koncept, překresleno z [15].	18
2.2	Průběhy fázových proudů před o po rozpojení obvodu jedné fáze [11].	19
2.3	Vývoj od konvenčního stroje k tubulárnímu stroji [17].	19
2.4	Tubulární lineární stroj s PM [12].	20
3.1	Možný postup návrhu stroje pro leteckou aplikaci.	21
3.2	Napětí při střihu ve vzduchové mezeře [19].	23
3.3	Rozměry statorové drážky [22].	26
3.4	Řez rotorem PMSM s PM na povrchu rotoru.	27
3.5	Řez rotorem PMSM s vnořenými PM [27].	29
3.6	PM uspořádané do Halbachovy řady se směry magnetizace [29]. . . .	30
3.7	Demagnetizační křivky pro různé teploty magnetů SmCo [27]. . . .	30
3.8	Stroj A se dvěma rotory a dvěma statory pro aktuátor [16].	33
3.9	Stroj C navržený pro pohon letadla [23].	34
3.10	Stroj F navržený pro Green Taxiing™[3].	34
4.1	Síť pro metodu konečných prvků.	38
4.2	Detail sítě pro metodu konečných prvků.	38
5.1	Způsob navinutí cívek [38].	39
5.2	Závislost amplitudy spřaženého magnetického toku v d-ose na počtu vodičů v drážce.	40
5.3	Závislost maximálního parazitního reluktančního momentu a am- plitudy spřaženého magnetického toku od PM na úhlu natočení. . . .	40
5.4	Průběh parazitního reluktančního momentu před a po segmentaci stroje.	41
5.5	Závislost amplitudy spřaženého magnetického toku v d-ose na počtu vodičů v drážce po segmentaci.	41

5.6	Průběh fázových napětí naprázdno stroje.	42
5.7	Průběh sdruženého napětí naprázdno mezi fázemi A a B.	42
5.8	Průběh spřaženého magnetického toku v d-ose po segmentaci.	42
5.9	Průběh magnetické indukce ve stroji s magnetickými siločarami.	43
5.10	Interpolace pomocí RBF: (a) původní data (b) RBF kolokační funkce (c) výsledný interpolant [41].	44
5.11	Body znázorňující proudy v d- a q-ose.	45
5.12	Závislost magnetického toku v d-ose na proudech v d- a q- ose.	45
5.13	Závislost magnetického toku v q-ose na proudech v d- a q- ose.	45
5.14	Závislost momentu na proudech v d- a q- ose.	45
5.15	Závislost proudu v d-ose na magnetických tocích v d- a q- ose.	46
5.16	Závislost proudu v q-ose na magnetických tocích v d- a q- ose.	46
5.17	Závislost momentu na magnetických tocích v d- a q- ose.	46
5.18	Závislost účinnosti, momentu a napětí na proudech v d- a q- ose.	49
5.19	Účinnostní mapa stroje pro oblast konstantního momentu.	50
5.20	Průběh fázových proudů při rozpojení fáze C.	53
5.21	Průběh momentu při rozpojení fáze C.	53

Seznam tabulek

3.1	Typické hodnoty TRV a σ pro různé aplikace [19]	23
3.2	Proudové hustoty v závislosti na chlazení v ustáleném stavu [19] . .	24
3.3	Vybrané parametry permanentních magnetů [27]	28
3.4	Vybrané parametry strojů z literatury	32
4.1	Parametry zadaného stroje [18]	35
4.2	Materiály stroje	36
4.3	Vypočtené body B-H charakteristiky	37
4.4	Parametry magnetů Recoma® 18	37
5.1	Porovnání vypočtených a zadaných hodnot	51
5.2	Vlastnosti stroje ve jmenovitém bodě	51
5.3	Rozložení ztrát ve stroji	52
5.4	Srovnání strojů z literární rešerše a stroje modelovaného (X)	52

Seznam symbolů a zkratek

Značka	Veličina	Jednotka
A	Elektrické zatížení	$[\text{Am}^{-1}]$
A_{Cu}	Efektivní plocha mědi v polovině drážky	$[\text{m}^2]$
$A_{d1/2}$	Plocha poloviny statorové drážky	$[\text{m}^2]$
B	Magnetické zatížení	$[\text{T}]$
B_{mag}	Magnetická indukce	$[\text{T}]$
B_r	Remanentní magnetizace	$[\text{T}]$
b_0	Délka na vstupu drážky	$[\text{m}]$
b_{s1}	Vnitřní šířka drážky	$[\text{m}]$
b_{s2}	Vnější šířka drážky	$[\text{m}]$
BH_{max}	Maximum součinu na hysterezní křivce	$[\text{kJm}^{-3}]$
D_{ag}	Průměr vzduchové mezery	$[\text{m}]$
d_r	Průměr rotoru	$[\text{m}]$
E	Youngův modul	$[\text{Pa}]$
E_m	Zpětné elektromotorické napětí	$[\text{V}]$
f_1	Základní frekvence	$[\text{Hz}]$
H	Intenzita magnetického pole	$[\text{Am}^{-1}]$
H_c	Koercivní síla	$[\text{kAm}^{-1}]$
h_s	Výška drážky	$[\text{m}]$
h_0	Výška na vstupu drážky	$[\text{m}]$
I_d	Amplituda proudu v d-ose	$[\text{A}]$
I_q	Amplituda proudu v q-ose	$[\text{A}]$
I_{fef}	Efektivní hodnota fázového proudu	$[\text{A}]$
I_z	Maximální zkratový proud	$[\text{A}]$
J	Proudová hustota	$[\text{Amm}^{-2}]$
J_s	Saturace magnetické polarizace	$[\text{T}]$
k_c	Korekční činitel pro délku konců vinutí	$[-]$
k_d	Činitel plnění drážky	$[-]$
k_{v1}	Činitel vinutí pro první harmonickou	$[-]$
l_a	Aktivní délka stroje	$[\text{m}]$
l_{Cu}	Průměrná délka poloviny cívky	$[\text{m}]$
l_{ef}	Efektivní délka vinutí	$[\text{m}]$
L_d	Drážková indukčnost	$[\text{H}]$
L_f	Fázová indukčnost	$[\text{H}]$
$L_{\sigma e}$	Rozptylová indukčnost konců vinutí	$[\text{H}]$

Značka	Veličina	Jednotka
M	Točivý moment	[Nm]
m	Počet fází	[-]
n	Jmenovité otáčky	[min ⁻¹]
n_d	Počet drážek	[-]
N_z	Počet závitů v sérii na fázi	[-]
p	Počet pólových dvojic	[-]
P_{in}	Vstupní výkon	[W]
P_{out}	Výstupní výkon	[W]
r	Poloměr válce	[m]
R_f	Fázový odpor	[Ω]
R_{Cu}	Fázový odpor mědi statoru	[Ω]
r_i	Vnitřní poloměr dutého válce	[m]
r_o	Vnější poloměr dutého válce	[m]
r_r	Poloměr rotoru	[m]
S	Dělicí poměr	[-]
t	Čas	[s]
T_{pmax}	Maximální provozní teplota	[°C]
TRV	Moment na objem rotoru	[kNm m ⁻³]
u	Posunutí	[m]
i_i	Okamžitá hodnota indukovaného napětí	[V]
U_i	Indukované napětí, Elektromotorické napětí	[V]
u_{Sv}	Okamžitá hodnota svorkového napětí	[V]
V_r	Objem rotoru	[m ³]
V_s	Objem statoru	[m ³]
W_s	Šířka drážky	[m]
W_t	Šířka zubu statoru	[m]
Z_q	Počet vodičů v drážce	[-]
α	Teplotní součinitel resistivity	[°C ⁻¹]
δ	Hloubka vniku	[m]
η_{el}	Elektromagnetická účinnost	[-]
λ	Drážková rozteč	[m]
μ	Permeabilita	[Hm ⁻¹]
μ_0	Permeabilita vaakua	[Hm ⁻¹]
μ_{env}	Relativní permeabilita okolí	[-]
μ_r	Relativní permeabilita	[-]
ν	Poissonovo číslo	[-]
ρ	Hustota	[kgm ⁻³]
ρ_{el}	Resistivita	[Ωm]

Značka	Veličina	Jednotka
ρ_{el20}	Resistivita při 20°C	[Ωm]
σ	Tangenciální napětí ve vzduchové mezeře	[kPa]
σ_{el}	Konduktivita	[Sm^{-1}]
τ_d	Drážková rozteč	[m]
θ	Teplota	[°C]
Φ_1	Elementární magnetický tok na pól	[Wb]
Ψ_d	Amplituda spřaženého mag. toku v d-ose	[Wb]
Ψ_{PM}	Amplituda spřaženého mag. toku od PM	[Wb]
Ψ_q	Amplituda spřaženého mag. toku v q-ose	[Wb]
ω	Úhlová rychlost	[rad s^{-1}]
ω_r	Frekvence točivého magnetického pole rotoru	[Hz]
ΔP	Celkové ztráty	[W]
ΔP_{Cu}	Ztráty v mědi	[W]
ΔP_{Fe}	Ztráty v železe	[W]
ΔP_{PM}	Ztráty v permanentních magnetech	[W]
Δu_L	Okamžitá hodnota úbytku napětí na rozptylové indukčnosti	[V]
Δu_R	Okamžitá hodnota úbytku napětí na odporu vinutí	[V]

Zkratka	Popis
AlNiCo	Magnet slitiny Hliník-Nikl-Kobalt
BLDC	Stejnoseměrný bezkartáčový stroj s permanentními magnety (Brushless Direct Current)
EHA	Elektrohydraulický aktuátor
EMA	Elektromechanický aktuátor
FM	Feritový magnet
GT	Stroj pro pojíždění letadla po dráze (Green Taxiing™)
NdFeB	Neodymový magnet (slitina Neodym-Železo-Bór)
PM	Permanentní magnet
PMSM	Synchronní stroj s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Motor)
RBF	Radiální bazové funkce
SmCo	Samarium-Kobaltový magnet
SRM	Spínaný reluktanční stroj (Switched Reluctance Machine)
TLPM	Tubulární lineární stroj s permanentními magnety (Tubular Linear Permanent Magnet)

ÚVOD

V současné době můžeme v leteckém průmyslu sledovat trend postupné elektrizace letadel, což popisuje například [1], kde základním kamenem těchto systémů je často aktuátor poháněný elektrickým strojem. Na tyto elektrické stroje jsou obecně kladeny velké požadavky, které se promítají do jejich návrhu, stejně jako na ostatní komponenty užívané v leteckém průmyslu. Požadavky na spolehlivost jsou dány především tím, jak moc důležitý systém aktuátor ovládá. Nejvyšší nároky budou logicky kladeny na aktuátory ovládající prvky letadla nutné k letu.

Vývoj v civilním letectví není tak rychlý jako v jiných odvětvích průmyslu, což bude zřetelné v první kapitole práce, kde bude vidět, že nové typy letadel využívají elektrické stroje stále v omezené míře, protože všechny nové technologie musí být důkladně otestovány předtím, než budou implementovány do nové generace letadel, zejména kvůli tomu, že selhání systémů v leteckém průmyslu je velmi závažnou událostí, která si může vyžádat velké škody na majetku nebo na lidských životech. Proto je téma této bakalářské práce nejen aktuální, ale i důležité.

Práce se na začátku zabývá aktuální situací v leteckém průmyslu a uvádí, jaké jsou možné aplikace elektrických systémů obsahujících elektrické stroje. Elektrizace leteckého průmyslu je popsána na konkrétních příkladech letadel. Dále se práce zabývá požadavky na stroj, které jsou uvedeny jak z hlediska obecných požadavků na komponenty určené pro letecký průmysl, tak z hlediska hustoty výkonu a odolnosti proti selhání. V této části je také diskutováno, jaký typ stroje je pro aplikaci nejvhodnější. V třetí části je popsán postup návrhu synchronního stroje s permanentními magnety z hlediska rozměrování, materiálů, zajištění odolnosti proti selhání, volby permanentních magnetů a chlazení. Závěr teoretické části práce byl věnován provedení rešerše strojů navržených pro aplikaci v letectví a jejich srovnání.

V praktické části práce je nejdříve vytvořen model stroje zadaných parametrů pro výpočet metodou konečných prvků, který je určen pro aplikaci v letectví. Dále je proveden elektromagnetický výpočet, při kterém je stroj simulován ve stavu naprázdno, při zatížení a v poruchovém stavu. V této části se práce krátce věnuje teorii radiálních bazových funkcí a jejich využití při interpolaci dat, která je využita při tvorbě vynesných závislostí. Součástí je také účinnostní mapa stroje pro oblast konstantního momentu.

Nejdůležitější poznatky získané v této bakalářské práci jsou diskutovány v závěru včetně zhodnocení zadaného stroje ve smyslu jeho využití v leteckém průmyslu.

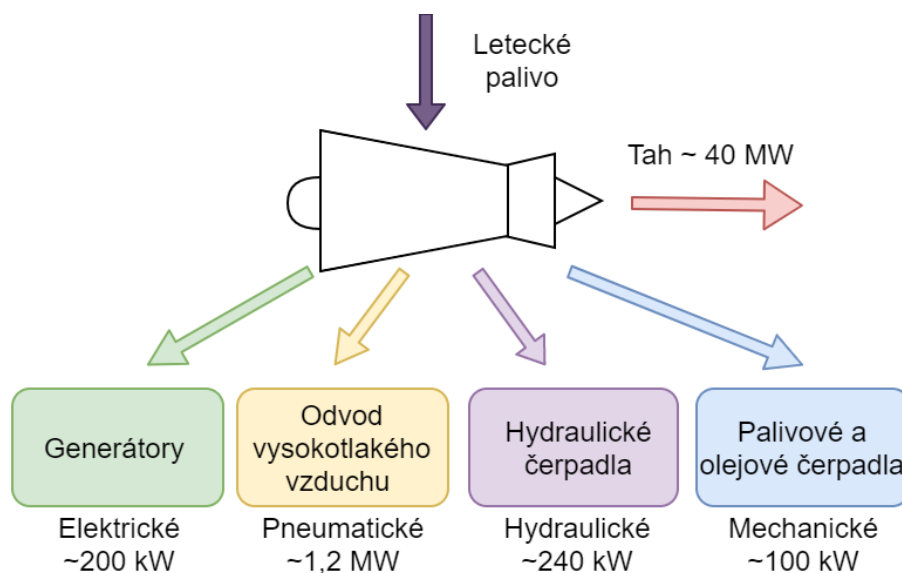
1 Situace v leteckém průmyslu

V první kapitole se bude práce zabývat trendy v leteckém průmyslu, bude definovat důležité pojmy, diskutovat výhody elektrizace letadel a uvede na konkrétních příkladech možnosti aplikace elektrických strojů v leteckém průmyslu.

1.1 Elektrizace letadel

Dle [1] prošel letecký průmysl v minulých letech značnou změnou v přístupu k navrhování nových letadel. Podle [1] a [2] jsou konvenčně užívané elektrické, hydraulické, pneumatické a mechanické systémy, které mohou být dle [1] nahrazeny systémy ryze elektrickými. V [1] se dále zmiňuje, že elektrické systémy lze, díky vývoji v oblasti výkonové elektroniky, nyní využít například pro řídicí systémy letadla nebo palivová čerpadla, a to navíc za snížení spotřeby energie, snížení nákladů na údržbu, snížení hluku a dopadu na životní prostředí. Mezi další využití elektrických strojů v letectví patří podle [3] stroje pro pojiždění letadla po dráze před a po přistání, což může být realizováno z důvodu snížení spotřeby paliva a uhlíkových emisí (Green Taxiing™). Elektrické stroje mohou najít uplatnění i při samotném pohonu letadla, což ale podle [1] bude vyžadovat velké technologické pokroky především v oblasti uchování elektrické energie. Experimentálním letounem využívající pouze elektrickou energii je například Pathfinder HALE popsáný v [4], který je ale bezpilotní.

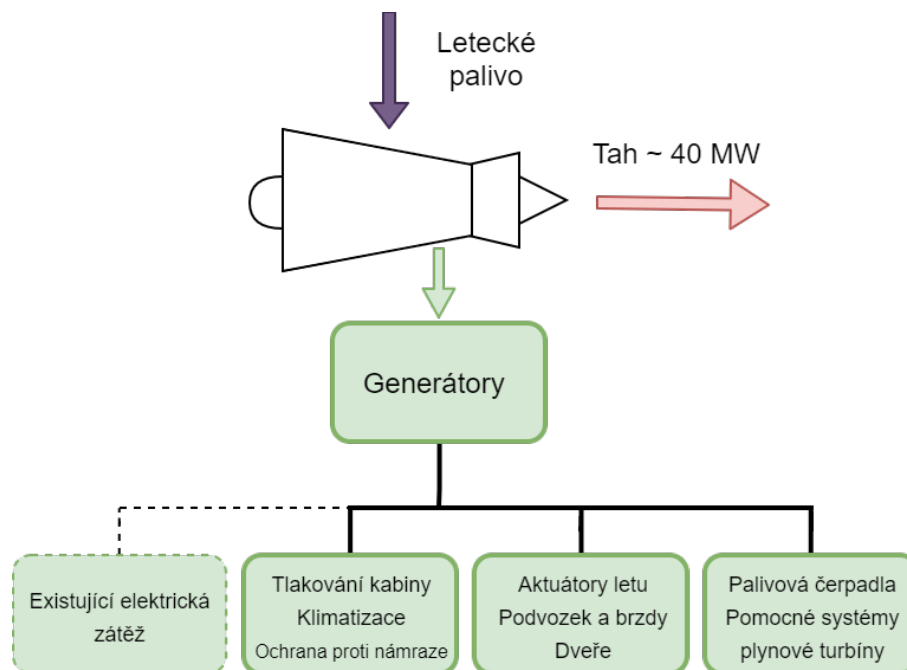
Rozložení systémů distribuce energie v konvenčních a „více elektrických letadlech“ zobrazují Obr. 1.1 a Obr. 1.2.



Obr. 1.1: Distribuce energie v konvenčním letadle, překresleno z [1].

Na Obr. 1.1 můžeme podle [1] vidět koncept klasického velkého dopravního letadla, kde je brána energie pro pohon systému letadla z plynové turbíny ve čtyřech podobách,

a to jako elektrická, mechanická, pneumatická a hydraulická. Všechny systémy odebírají v součtu přes 1MW výkonu turbíny.



Obr. 1.2: Distribuce energie ve více elektrickém letadle, překresleno z [1].

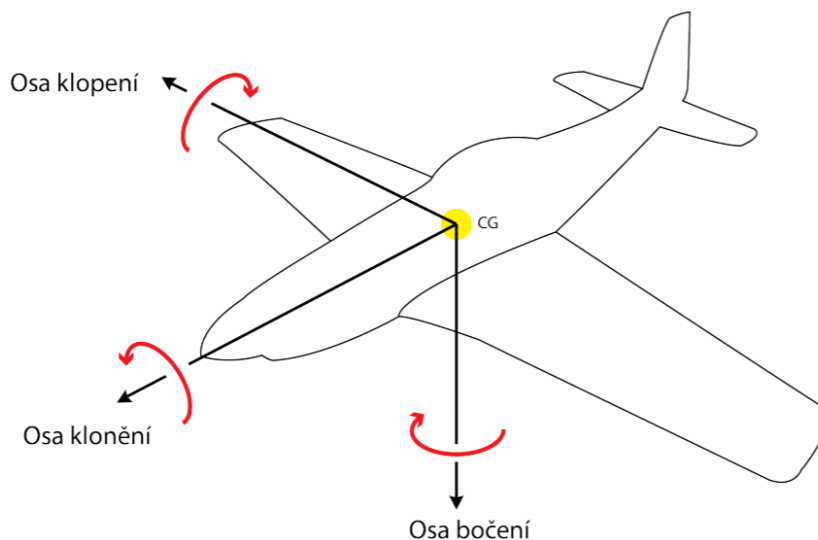
Na Obr. 1.2 naproti tomu vidíme koncept „více elektrického letadla“, kde podle [1] plynová turbína pohání pouze generátor a systémy hydraulické, pneumatické a mechanické jsou nahrazeny elektrickými aktuátory.

Dle [1] vede odebrání pneumatického systému ke zvýšení účinnosti plynové turbíny. Autor se také zmiňuje, že odebrání mechanických a hydraulických systému může vést ke snížení celkové hmotnosti letadla. Elektrické systémy navíc umožní přesnější diagnostiku namáhání součástí systému a tím i jejich lepší údržbu, která bude dána schopností předpovídat jejich dobu života.

1.2 Rozdělení ovládacích prvků v letadle

Podle [5] můžeme za základní ovládací prvky letadla považovat výškové kormidlo, směrové kormidlo a křídélka. Výškové kormidlo slouží ke klopení letadla, tedy jeho ovládání ve vertikální ose. V závislosti na nastavení výškového kormidla můžeme docílit buď stoupání nebo klesání letounu. Křídélka způsobují především klonění letadla a tím i jeho zatočení. Směrové kormidlo zajišťuje primárně bočení, ale jeho účinkem vzniká i klonění a klesání. Rozdíl mezi bočením a kloněním je znázorněn na Obr. 1.3. V [6] jsou tyto prvky označovány jako „primární ovládací prvky letu“ a prvky nesloužící k bočení, klonění a klopení jako „sekundární ovládací prvky letu“. Sekundární ovládací prvky slouží ke kontrole vztlaku křídla. Rozdíl mezi primárními a sekundárními ovládacími

prvky také uvádí [1], podle kterého sekundární prvky nejsou nutné k letu, pouze zajišťují pohodlí a lepší účinnost letu. Jelikož dle [5] vede zablokování primárních ovládacích prvků k nutnosti nouzového přistání, bude nutné v kontextu této práce dávat velký důraz na vysokou spolehlivost navrhovaného stroje.



Obr. 1.3: Základní pohyby letadla [7].

1.3 Koncepty letadel

Protože jednotlivé literární zdroje pojmy „více elektrické letadlo“ a „plně elektrické letadlo“ vykládají různými způsoby, je vhodné si pojmy definovat.

1.3.1 Plně elektrické letadlo

Dle [8] konceptu „plně elektrického letadla“ odpovídá letadlo Pathfinder HALE (High-Altitude Long Endurance). Pathfinder HALE je podle [4] lehké, dálkově ovládané letadlo využívající solární energii k letu. Pathfinder HALE je poháněn 6 elektrickými motory o výkonu až 1.5 kW, kterým dodává potřebný výkon soustava solárních panelů, o maximálním výkonu až 7.5 kW, společně se záložními bateriemi pro let v noci. Letadlo je vyobrazeno na Obr. 1.4.

1.3.2 Více elektrické letadlo

Dle [2] je pod pojmem „více elektrické letadlo“ chápán takový koncept letadla, kde je použito více elektrických systémů v porovnání s konvenčním konceptem letadla. Mezi tyto koncepty mohou být zařazeny letadla typu Boeing B787 nebo Airbus A380. Nahrazení části hydraulických systému elektromechanickými nebo elektrohydraulickými



Obr. 1.4: HALE Pathfinder [9].

systemy pak odpovídá konceptu „více elektrického letadla“. Odebrání veškerých hydraulických systému je pak dalším krokem k „plně elektrickému letadlu“. Nyní se bude práce věnovat bližšímu popisu obou zmíněných letadel, který nám poskytne jasnější představu o principech elektrizace letadel.

1.3.2.1 Airbus typu A320

Jedním z letadel odpovídajícím konceptu „více elektrického letadla“ je Airbus A320, který je popsán v [6]. Airbus A320 využívá systému 2H/2E, tedy 2 nezávislé hydraulické a 2 nezávislé elektrické řídicí systémy. Oproti předchozím letadlům značky Airbus nemá třetí nezávislý hydraulický systém, místo kterého používá elektricky poháněné aktuátory. Přestože se v konfiguraci 2H/2E nachází elektrické aktuátory, jsou za normálních podmínek využívány hydraulické systémy a elektrické aktuátory slouží pro případ selhání hydraulických systémů. Využití konfigurace 2H/2E podle autorů vede k zvýšení spolehlivosti eliminací potenciálních netěsností a také ke snížení hmotnosti řídicích komponent. Airbus typu A320 obsahuje elektrohydraulické aktuátory.

1.3.2.2 Boeing typu 787

Boeing 787 popsáný v [10] je dalším z příkladů konceptu „více elektrického letadla“, ale jeho koncepce se od Airbusu A320 velmi liší. Z Boeingu byl oproti konvenčním letadlům odebrán téměř celý pneumatický systém plynové turbíny a byl nahrazen systémem elektrickým. Ponechán byl pouze pro účely ochrany plynové turbíny

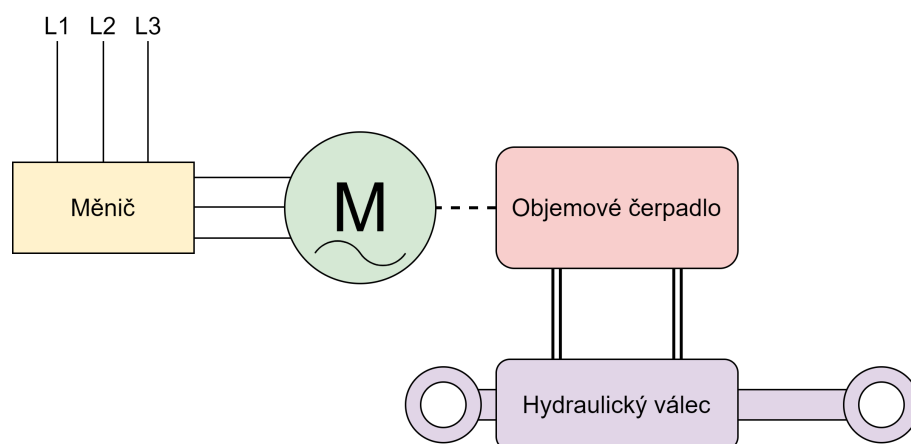
před námrazou. Přejít k elektrickému systému nevedl pouze ke zvýšení účinnosti turbíny, ale i ke snížení nákladů na údržbu a ke zvýšení spolehlivosti. Dalším prvkem, který odpovídá konceptu „více elektrického letadla“, je elektrický startér, který je funkčně sloučen s generátorem v turbíně. Zdroj dále uvádí, že model 787 má ve srovnání s modelem 767 o více než polovinu nižší mechanickou komplexnost, přičemž toto snížení bylo primárně docíleno téměř úplnou eliminací pneumatických systémů.

1.4 Rozdíly mezi aktuátory

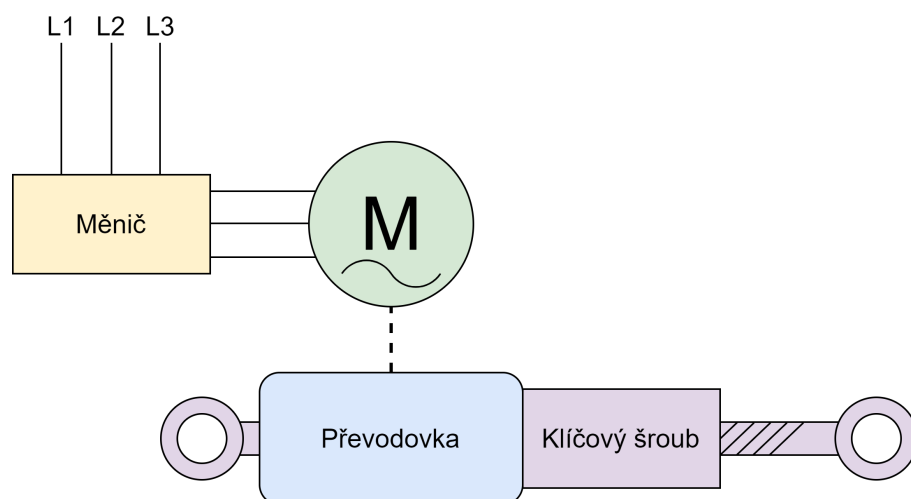
Elektrické aktuátory můžeme podle [11] dělit na aktuátory elektrohydraulické (EHA) a elektromechanické (EMA).

EHA stále využívá vnitřní hydraulický systém [1] [6] [11]. Tento vnitřní hydraulický systém je poháněn elektromotorem, který je pevně připojen na objemové čerpadlo hydrauliky, uvádí [1] a [11]. Nevýhodou hydraulického systému obsaženého v EHA může být dle [11] možnost jeho netěsnosti a následného úniku pracovní kapaliny, navíc použití lokálního hydraulického systému je částečně kontraproduktivní konceptu „více elektrického letadla“, který se snaží o odebrání hydraulických systémů, jak již bylo zmíněno.

EMA dle zdrojů [1] [6] [11] přenáší moment elektromotoru přímo na klíčový šroub pomocí převodovky. Zdroje [1] [11] [12] se shodují, že plnému využití potenciálu EMA brání možnost zaseknutí klíčového šroubu, což nevyhovuje požadavkům na vysokou spolehlivost, které jsou kladené na komponenty letadla. EMA je však vhodnou alternativou EHA pro systémy malého výkonu, díky své menší komplexnosti, váze a nárokům na údržbu, uvádí [6]. Přesto EHA bylo preferováno pro řízení primárních ovládacích prvků letu nejen díky vyšší spolehlivosti, ale i díky nepředvídatelnosti živostnosti převodových systémů EMA, uvádí [6] (pozn. rok 2006). V [1] se navíc uvádí, že v případě zaseknutí jednoho EMA, nebudou ostatní EMA ovládající daný letový prvek schopné pohybu. Koncept EMA byl nadále zdokonalován tak, aby se snížila pravděpodobnost zaseknutí klíčového šroubu, uvádí [11]. Jednou z možností zvýšení spolehlivosti EMA je opatření EMA uvolňovacím mechanismem, uvádí [12] a [13]. Protože podle [12] jsou tyto záložní uvolňovací systémy zbytečně komplexní a těžké, vidí zdroj řešení v použití lineárního elektromotoru, který není připojen přes převodovku. Bezpřevodovkové řešení nabízí také [11], kde se uvádí, že eliminace převodovky povede ke snížení počtu součástí, snížení pravděpodobnosti zaseknutí a tím i ke zvýšení spolehlivosti, zvýšení účinnosti systému a snížení setrvačnosti. Vynechání převodového stupně také může vést ke snížení celkového objemu a hmotnosti aktuátoru, dodává zdroj. Na Obr. 1.6 a Obr. 1.5 lze vidět konstrukční uspořádání aktuátorů.



Obr. 1.5: Elektrohydraulický aktuátor, překresleno z [1].



Obr. 1.6: Elektromechanický aktuátor, překresleno z [1].

2 Požadavky na stroje pro aplikaci v letectví

V této kapitole se bude práce zabývat požadavky na stroj pro aplikaci v letectví, které budou vycházet jak z normy RTCA DO-160G, tak z hlediska požadavků vyplývajících z prostředí, ve kterém bude stroj pracovat. Budou zmíněny také požadavky na odolnost vůči selhání.

2.1 Požadavky na bezpečnost podle RTCA DO-160G

Norma RTCA DO-160G podle [14] uvádí podmínky zkoušek a kritéria pro zhodnocení vhodnosti komponent pro letecký průmysl.

Nyní budou uvedeny jednotlivé testované aspekty, které norma uvádí a jejich ztručný popis dle [14] :

1. Teplota a výška

- Test výdrže za nízké teploty a krátkodobě nízké teploty na zemi
- Test výdrže za vysoké teploty a krátkodobě vysoké teploty na zemi
- Test provozu za vysoké teploty
- Test ztráty chlazení za letu
- Testy podtlaku a přetlaku

2. Změna teploty

3. Vlhkost

- Test koroze
- Test změny chování materiálů v důsledku absorpce vlhkosti

4. Bezpečnost při rázech a nárazech

- Test zjišťuje schopnost vybavení správně fungovat po vystavení šokům a nárazům

5. Vibrace

- Test zjišťuje schopnost vybavení správně fungovat při dané úrovni vibrací

6. Výbušné prostředí

- Test pro vybavení, které může přijít do styku s hořlavými kapalinami a výpary

7. Voděodolnost

- Test odolnosti vybavení před stříkající, padající nebo kondenzující vodou

8. Snášlivost provozních kapalin

- Test nežádoucích účinků provozních kapalin na vybavení

9. Písek a prach

- Test penetrace částic, způsobijících zaseknutí nebo ucpání zařízení
- Test vzniku vodivých vrstev částic
- Test vzniku sekundární vlhkosti způsobené přítomností částic
- Znečištění provozních kapalin

10. Odolnosti vůči houbám

- Test odolnosti vůči růstu hub z důvodu výskytu vhodných podmínek (vlhkost, vyšší teplota, přítomnost anorganických solí)

11. Solné prostředí

- Test kovů vůči korozi
- Test zadrhnutí v důsledku usazení solí
- Test výdrže izolačních materiálů
- Test účinků na kontakty a holé vodiče

12. Magnetické účinky

- Test kontroluje, jestli zařízení neovlivní ostatní zařízení v blízkosti citlivé na magnetická pole (kompasy)

13. Zdroje napětí

- Uvádí požadavky na stejnosměrně a střídavé napětí připojené na testované zařízení

14. Přepětí

- Test trvalého poškození v důsledku přepětí
- Test postupné degradace zařízení v důsledku přepětí

15. Citlivost na zvukové frekvence

16. Citlivost na indukované napětí

17. Citlivost na rádiové frekvence

18. Vyzařování radiových frekvencí

- Testuje zda zařízení neemituje příliš silné radiové signály

19. Indukované efekty atmosferického výboje

- Testuje zařízení na indukované účinky blesku

20. Přímé účinky atmosferického výboje

- Test poškození výbojem
- Test tvorby přehřátých oblastí
- Test protečení materiálu roztavením
- Test ochran před bleskem

21. Námraza

- Test námrazy z venkovního prostředí
- Test účinků námrazy vzniklé kondenzací nebo znovuzmrazením vody
- Test vzniku námrazy za přímé expozice vody

22. Elektrostatický výboj

- Test poškození nebo degradace zařízení v důsledku vystavení elektrostatickému výboji

23. Oheň a hořlavost

- Test odolnosti zařízení podle jejich stupně ochrany před ohněm
- Test hořlavosti komponent

2.2 Převodovka

Elektrické stoje mohou být spojeny s ovládaným prvkem pomocí převodovky nebo přímo a podle [11] vede vynechání převodovky k následujícím výhodám:

1. Snížení počtu součástí
2. Snížení pravděpodobnosti zadrhnutí, tedy zvýšení spolehlivosti
3. Zvýšení účinnosti soustavy
4. Snížení setrvačnosti

Bezpřevodovkové řešení může podle [11] také vest ke snížení objemu a hmotnosti aktuátoru. Zvýšení účinnosti soustavy pak vede k nižším nárokům na výkon stroje.

2.3 Charakteristiky stroje a aktuátoru

Podle [2] jsou pro stroji pro aplikaci v letectví obecně požadovány následující charakteristiky:

- Vysoký poměr momentu ku hmotnosti
- Vysoký poměr momentu ku protékajícímu proudu
- Vysoká účinnost v celém spektru otáček
- Elektrická, tepelná, magnetická a mechanická izolace mezi fázemi
- Nejvyšší možná hodnota fázové indukčnosti, která limituje zkratové proudy
- Zajištění chodu za poruchového stavu (ztráta jedné fáze)

Pro EHA je nutné podle [6] vzít v potaz přítomnost hydraulické kapaliny, proto se stroje pro EHA navrhuji jako odolné vůči kapalinám. Takové motory mají poté dvě možné konfigurace. Buď přichází do styku s kapalinou pouze rotor a stator je od kapaliny izolován, nebo se navrhuje stator schopný pracovat v kontaktu s kapalinou.

V [11] je uvedeno, že pro celý aktuátor obecně platí, že je snaha dosáhnout co nejmenší velikosti, hmotnosti a nákladů na výrobu. Míra spolehlivosti je poté daná tím, který ovládací prvek letu aktuátor ovládá a počtem záložních aktuátorů.

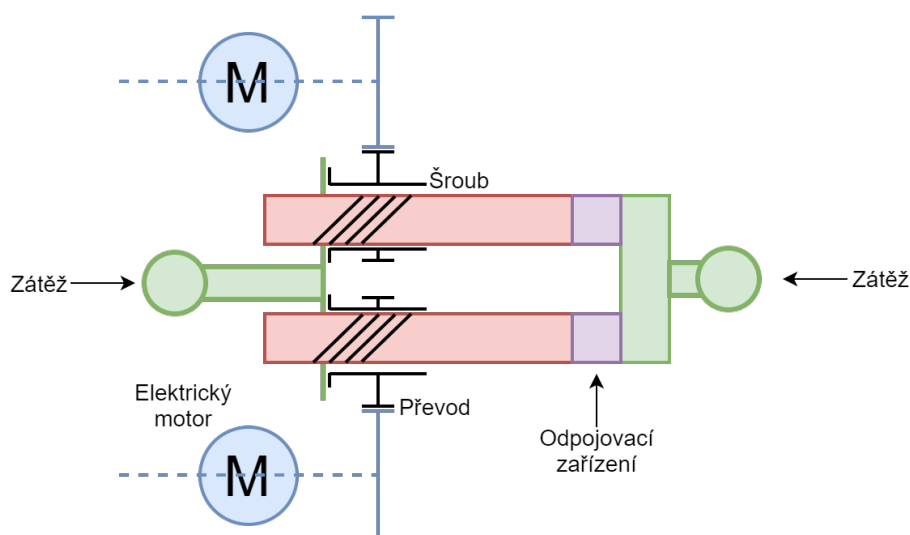
2.4 Odolnost proti selhání

Z důvodu zabezpečení chodu může být realizován řetězec aktuátorů, což společně s možnou konfigurací uvádí [15]. Touto konfigurací je Helikoptérový EMA koncept. Pro záložní systémy je důležité, aby byly od sebe navzájem izolovány a předešlo se tak společnému selhání více systémů. Konfigurace musí zvládnout mechanické či elektrické selhání jedné nebo obou částí řetězce a to včetně selhání obou elektromotorů. Pro případ mechanického zaseknutí systému je součástí konceptu také odpojovací zařízení sloužící k odpojení řetězce aktuátorů od ovládaného prvku. Helikoptérový EMA koncept je znázorněn na Obr. 2.1.

Samotnou odolností motoru proti selhání se poté myslí schopnost motoru pracovat za jakékoli poruchy obvodu, tedy zkratu či rozpojení, uvádí [15].

2.4.1 Zkratové poruchy obvodu

Vysoký zkratový proud vyvolá velký brzdný moment, který znemožňuje správnou funkci stroje a navíc může způsobit přehřátí stroje, uvádí [16]. Podle [11] musí být při zkratu zajištěn přijatelně nízký zkratový proud, který nebude magneticky ovlivňovat



Obr. 2.1: Helikoptérový EMA koncept, překresleno z [15].

ostatní fáze a tím znemožňovat řízení ostatních fázových proudů. Jedním ze způsobů limitace zkratových proudů, je navržení vysoké hodnoty fázové indukčnosti, což uvádí [11] a [2]. Požadované hodnoty fázové indukčnosti lze dle [11] dosáhnout zvolením správných rozměrů statorových drážek. Výpočty spojené s rozměry drážek a fázovou indukčností budou detailně popsány v postupu návrhu stroje pro letecké aplikace.

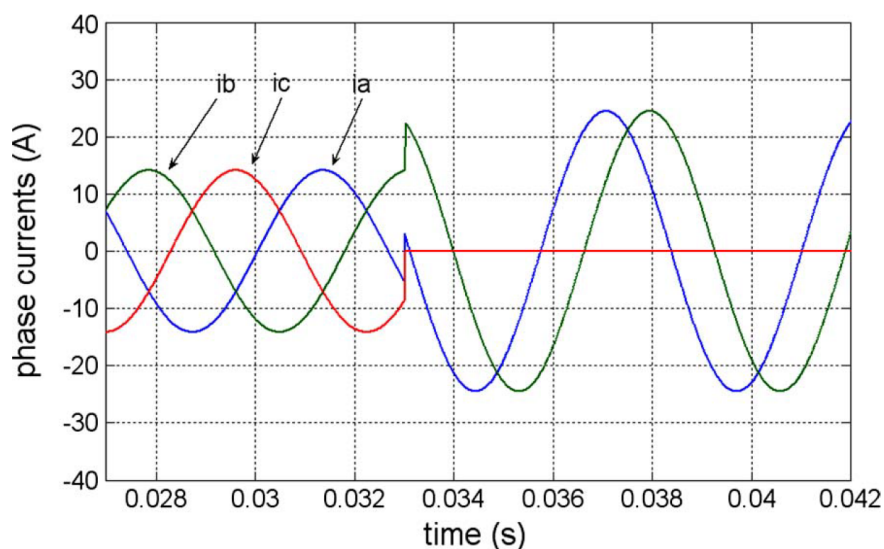
2.4.2 Rozpojení obvodu

Stroj je podle [11] schopen provozu, pokud má alespoň dvě zdravé, nezávislé řízené fázové vinutí. Tyto zdravé fázové vinutí nemusí být podle autorů prostorově symetricky rozložené, ale musí zajistit, že statorové pole bude v synchronismu s polem ve vzduchové mezeře. Pokud bude jako příklad zvolen třífázový stroj, který bude mít rozpojenou jednu fázi, tak je potřeba, aby zbývající zdravé fázové proudy byly fázově posunuty o $\pi/6$ od rozpojené fáze, dodává zdroj. Průběhy před a po poruše rozpojením fáze obvodu třífázového stroje jsou zobrazeny na Obr. 2.2.

Potom, co nastane porucha na jedné fázi, může stroj být navržen tak, aby byl schopen pracovat dlouhodobě s porušenou fází, což popisuje [11]. Takový stroj tomu musí být výkonově přizpůsoben. Pro takový stroj je vhodné, aby měl vyšší počet fází. Druhá možnost je pouze požadovat po stroji funkci po určitou dobu, než naběhnou záložní systémy, kterou zvolili autoři.

2.5 Stroje aplikované v letectví

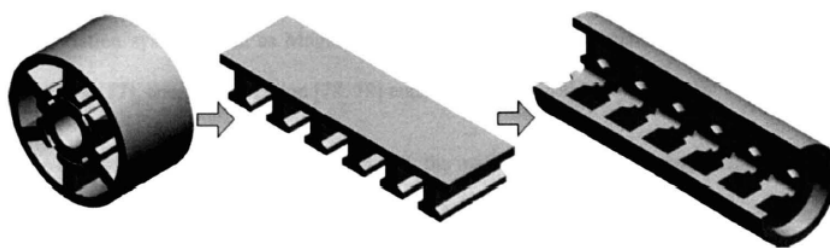
V této podkapitole budou zmíněny typy strojů vyskytující se v literatuře v souvislosti s aplikací v letectví. Popis konkrétních strojů a srovnání budou uvedeny na konci 3. kapitoly práce.



Obr. 2.2: Průběhy fázových proudů před o po rozpojení obvodu jedné fáze [11].

2.5.1 Tubulární lineární stroj s permanentními magnety

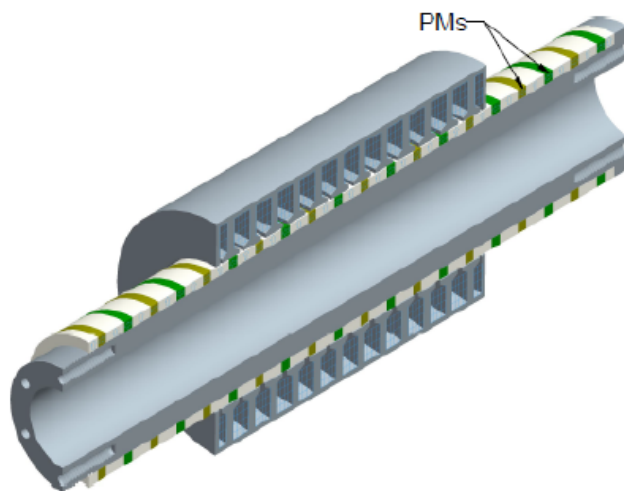
Lineární a tubulární lineární stroje popisuje [17] a říká, že lze lineární stroje využít všude, kde je třeba lineárního posunu, a mohou tak být alternativou například k EHA. V aplikacích, kde hraje objem stroje velkou roli, jako je letectví, bylo nutné vyvinout sofistikovanější řešení lineárního stroje, které bude mít vyšší výkonovou hustotu. Možným řešením je například použití tubulárního lineárního stroje s permanentními magnety, který je blíže popsán v [12]. Evoluční vývoj od konvenčního stroje přes lineární až ke konceptu tubulárního stroje je znázorněn na Obr. 2.3. Samotný TLPM stroj je vyobrazen na Obr. 2.4.



Obr. 2.3: Vývoj od konvenčního stroje k tubulárnímu stroji [17].

2.5.2 Spínaný reluktanční stroj SRM

Stroje využívající reluktanci nacházejí také uplatnění v letecké aplikaci například jako stroj popsán v [18], který je konkrétně navržený jako funkčně sloučený generátor a startér plynové turbíny.



Obr. 2.4: Tubulární lineární stroj s PM [12].

2.5.3 Stejnoseměrný bezkartáčový stroj s permanentními magnety BLDC

BLDC i PMSM stroje popisuje [17] a říká, že v případě BLDC se jedná vlastně o stejnosměrný stroj, kde je budící vinutí nahrazené permanentními magnety. Rozdíl mezi PMSM a BLDC je pak především v napájení, kde PMSM je napájen sinusoidálním napětím a BLDC trapezoidálním napětím. Zdroj také uvádí, že BLDC má výhodu oproti PMSM pouze v jednoduchosti uzavřené smyčky a nižším počtu kontrolních senzorů.

2.5.4 Synchronní stroj s permanentními magnety PMSM

Díky vysoké účinnosti a vysoké výkonové hustotě je pro ovládací prvky v letectví hojně využíván PMSM, což popisuje [16] a říká, že konvenční třífázový PMSM nemůže dlouhodobě fungovat za poruchy obvodu, díky tomu, že nemá dostatečnou schopnost rekonfigurace magnetického pole a izolace poruchy. Nejvyšší pozornost proto získává jednofázový PMSM s několika fázovými vinutími. Na rozdíl od PMSM, které mají několik setů třífázových vinutí, má větší schopnost izolace poruchy, nižší objem a váhu. Další výhodou PMSM, kterou uvádí [19] je, že při demagnetizaci permanentních magnetů, která může nastat za poruchových provozních stavů, je motor schopen provozu díky synchronní reluktanci.

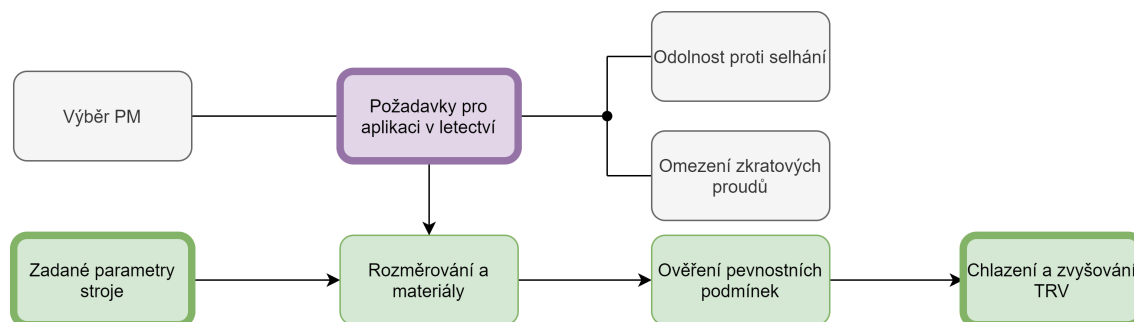
V [17] je uvedeno, že PMSM má oproti BLDC lepší průběh momentu, může pracovat s vyššími otáčkami a je robustnější.

Jelikož stroje pro aplikaci v letectví vyžadují právě co nejvyšší výkonovou hustotu a schopnost provozu za poruchových stavů, jak již bylo výše zmíněno výše, je PMSM dobrou volbou. V části návrhu se tato práce proto bude zabývat postupem návrhu PMSM.

3 Postup návrhu PMSM pro aplikaci v letectví

Třetí kapitola práce se bude zabývat postupem návrhu stroje s permanentními magnety pro aplikaci v letectví z hlediska rozměrování, omezení zkratových proudů, ověření pevnostních podmínek, výběru vhodných permanentních magnetů a chlazení. Následující diagram znázorněný na Obr. 3.1 slouží pro lepší ilustraci postupu návrhu.

Podle diagramu lze na začátku návrhu využít parametry stroje, které by měl stroj splňovat, jako výchozí bod. Při volbě rozměrů a materiálů do procesu vstupují požadavky plynoucí z letecké aplikace, ať už je to práce při vysoké teplotě nebo při poruchových stavech (požadavky jsou popsány v druhé kapitole práce). Po rozměrování stroje přichází v úvahu elektromagnetický výpočet, pevnostní výpočet a na závěr zvyšování TRV. Tento diagram je velmi zjednodušený a nezachycuje iterace, které může postup návrhu vyžadovat. Účelem tohoto diagramu bylo znázornit vliv letecké aplikace na průběh návrhu stroje.



Obr. 3.1: Možný postup návrhu stroje pro leteckou aplikaci.

3.1 Počet pólů a drážek

Na počet pólů stroje má podle [19] vliv:

- Materiál a kvalita magnetu
- Konfigurace rotoru
- Rychlost otáčení
- Požadavky na setrvačnost

V literatuře se lze setkat v kontextu letectví s 4-pólovými stroji [20], 8-pólovými stroji [16][21] ale i s 20- a více pólovými stroji [11]. Podle [19] se vysoký počet pólů využívá v aplikacích, kde je třeba dosáhnout vysokého momentu, zatímco nízký počet pólů je vhodný pro stroje s vysokými jmenovitými otáčkami.

Poměr počtu drážek na pól stroje je podle [19] u strojů s permanentními magnety narozdíl od klasických střídavých strojů spíše nízký kvůli snížení parazitního reluktančního momentu. Toto tvrzení potvrzuje například stroj uvedený v [16] s poměrem 1.25 nebo [22] s poměrem 1.2, oba navržené pro aktuaci v letectví.

3.2 Rozměrování stroje

Stroj pro aplikaci v letectví je podle [11] rozměrově limitován tak, že vnější průměr statoru je limitován maximální velikostí stroje.

Pro určení rozměrů stroje způsobem popsaným v [19] bude využita proudová hustota a hustota magnetického toku, protože tyto parametry dosahují u strojů podobných hodnot. Navíc lze tyto parametry využít k výpočtu hustoty výkonových ztrát a tím odvodit požadavky na chlazení stroje a rozložení teplot ve stroji. Výkon pak bude závislý na momentu na objem rotoru TRV , elektrickém zatížení A a magnetickém zatížení B .

Následující veličiny jsou definovány nebo odvozeny ve zdroji [19] včetně rovnic pro jejich výpočet.

Elektrické zatížení je podle zdroje pro synchronní stroje odvozeno jako lineární proudová hustota okolo obvodu vzduchové mezery.

$$A = \frac{2mN_z I_{fef}}{\pi D_{ag}} \quad (3.1)$$

V rovnici je použita efektivní hodnota fázového proudu I_{fef} , protože jsou na ní závislé tepelné ztráty, které limitují elektrické zatížení podle RI_{fef}^2 .

Magnetické zatížení je dle zdroje průměrná hodnota magnetického toku vztažená na povrch rotoru. Pro stroje napájené střídavým napětím je elementární magnetický tok na pól odvozen následující rovnicí.

$$\Phi_1 = B \times \frac{\pi D_{ag} l_a}{2p} \quad (3.2)$$

V [19] je uvedeno, že se hodnota magnetického zatížení běžně pohybuje 0.5 T.

Pro stroj lze použít následující napěťovou rovnici, kterou lze zkombinovat s předchozími rovnicemi pro elektrické a magnetické zatížení a získat tak vztah pro výpočet momentu na objem rotoru TRV , který má podle [19] následující tvar.

$$U_i = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} k_{v1} N_z \Phi_1 f_1 = \frac{\pi^2 k_{v1} N_z B D_{ag} l_a f_1}{p} \quad (3.3)$$

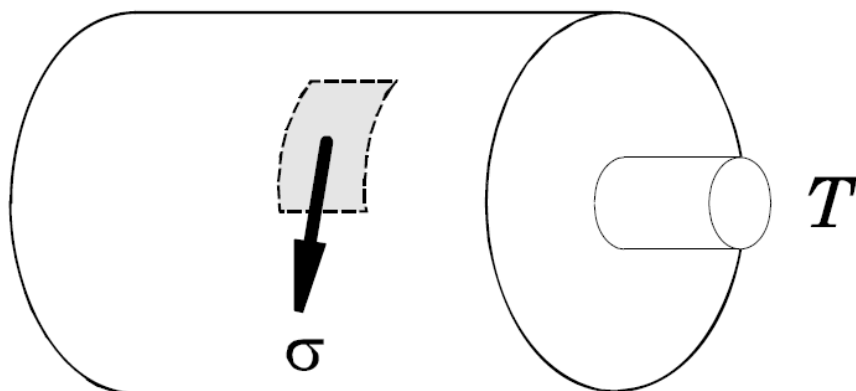
$$TRV = \frac{M}{V_r} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} k_{v1} AB \approx 2AB \quad (3.4)$$

Činitel vinutí pro první harmonickou k_{v1} podle [19] nabývá hodnot okolo 0.85 až 0.95 a proto je možné provést aproximaci TRV na $2AB$. Z TRV je také možné odvodit tangenciální napětí ve vzduchové mezeře σ , které je rovné polovině TRV a odpovídá tedy

$\sigma \approx AB$. Autoři také uvádí hodnoty TRV a σ pro stroje, které jsou užívány v různých aplikacích. Tyto hodnoty pohybují v rozmezí v závislosti na zvoleném chlazení stroje, kde nižší hodnoty odpovídají přirozenému chlazení a vyšší umělému chlazení vzduchem. V přechodných stavech mohou nabývat 2 až 3 násobku ustálených hodnot. Hodnoty jsou uvedeny v Tab. 3.1 pro ustálený stav. Tangenciální napětí je znázorněno na Obr. 3.2.

Tab. 3.1: Typické hodnoty TRV a σ pro různé aplikace [19]

Aplikace	TRV [kNm m ⁻³]	σ [kPa]
Malé uzavřené stroje s feritovými magnety	7-14	3.5-7
Uzavřené stroje s magnety vzácných zemin	14-42	7-21
Uzavřené stroje s magnety NdFeB	20	10
Integral-hp průmyslové stroje	7-30	3.5-15
Vysoce výkoné servomotory	15-50	7.5-25
Stroje pro letectví	30-75	15-37.5
Velké kapalinou chlazené stroje	100-250	50-125



Obr. 3.2: Napětí při stříhu ve vzduchové mezeře [19].

Proudovou hustotu J můžeme vypočítat pomocí následujícího vztahu uvedeného v [19], kde k_d je činitel plnění drážky, který udává podíl mědi (vinutím) vyplněné plochy drážky ku celkové ploše drážky.

$$J = \frac{A\lambda}{k_d A_d} = \frac{A}{k_d h_s (1 - \frac{W_t}{\lambda})} \quad (3.5)$$

Typické hodnoty proudové hustoty v závislosti na zvoleném chlazení podle byly uvedeny v Tab. 3.2.

Tab. 3.2: Proudové hustoty v závislosti na chlazení v ustáleném stavu [19]

Chlazení	J [Amm ⁻²]
Bez chlazení, uzavřený stroj	1.5-5
Vzduchem chlazený stroj	5-10
Kapalinou chlazený stroj	10-30

Pro hrubý výpočet objemu statoru lze vyjít z dělicího poměru S , který pro střídavě napájené stroje nabývá podle [19] hodnot 0.55 - 0.65. Objem statoru pak přibližně odpovídá podílu objemu rotoru ku druhé mocnině dělicího poměru, dodává zdroj.

$$V_s = \frac{V_r}{S^2} \quad (3.6)$$

Pro určení průměru rotoru se stanovuje poměr délky rotoru ku jeho průměru, který popisuje [19]. Nejčastěji nabývá hodnot okolo 1 a může dosahovat poměru až 3:1. Vyšší poměry jsou užívány pouze pro potřeby vysokého poměru momentu stroje ku jeho setrvačnosti nebo pro stroje, které se musí přizpůsobit úzkému prostoru. Vyšší poměry způsobují nežádoucí mechanické vlastnosti.

Volba průměru vzduchové mezery musí být podle [19] kompromisem mezi magnetickým tokem, který se zvyšuje s tím, jak se zmenšuje průměr mezery a mezi tím, že nižší průměry kladou požadavky na lepší mechanické tolerance materiálu, zvyšují parazitní reluktanční moment a indukčnost. V aplikacích pro letectví se lze setkat s rozměrem 1 mm [20] [23]. To odpovídá údajům v [19], který udává, že se průměr vzduchové mezery pohybuje běžně v rozmezí mezi 0.5-1 mm u menších strojů.

3.3 Materiály

Materiály použité v navrhovaném stroji budou muset snést vysoké teplotní namáhání, což vyplývá z požadavků na stroj a také lze podle strojů navržených v [20] a [16] předpokládat použití vysokootáčkového stroje, a proto materiály použité na konstrukci rotoru budou muset být přizpůsobené vysokému mechanickému namáhání.

3.3.1 Izolační materiály

Podle [24] se izolační materiály v elektrickém stroji využívají k:

- Izolaci drážek a vstupů drážek
- Izolaci fází v drážce a na konci cívk
- Izolaci pólů vinutí
- Izolaci vyvedených kontaktů ze stroje

- Ochrannému izolačnímu nátěru lakem či přiskyřicemi

Parametry izolačních materiálů uvádí [24]. Pro využití v letectví se jeví jako nejlepší materiál slída, protože podle zdroje má velkou povrchovou resistivitu, malé ztráty v dielektriku, vysokou odolnost vůči elektrickému průrazu a hlavně vysokou teplotní odolnost, která se pohybuje v rozmezí od 500 °C pro méně kvalitní slídy do 1100 °C a více pro vysoce kvalitní slídy.

3.3.2 Materiály statoru, rotoru a pouzdra na PM

Podle [18] se kladou na materiály použité při konstrukci rotoru požadavky na teplotní odolnost, odolnost vůči korozi a vysokou pevnost. Jako vhodná slitina je uvedena superslitina niklu Inconel 718®. Zdroj také uvádí stroj navržený pro letectví využívající pro stator slitiny Hiperico® 50 a pro rotor slitiny Hiperico® 50HS.

Vhodné materiály pouzder na permanentní magnety v závislosti na rychlosti otáčení uvádí [19]. Mezi materiály nejvíce odolné vysokým rychlostem patří například slitina MP35H®, Inconel 718® nebo uhlíková vlákna typu PEEK.

3.4 Omezení zkratových proudů

Jak již bylo výše zmíněno, jedním z možných způsobů, jak ovlivnit zkratový proud, je zvolení správných rozměrů drážek. Následující postup popisuje [16] včetně uvedených rovnic a parametrů. Podle zdroje lze vyjádřit maximální hodnotu zkratového proudu následující rovnicí.

$$I_z = \frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega L_f)^2}} \quad (3.7)$$

Z rovnice plyne, že se zvyšující se hodnotou fázové indukčnosti se snižuje maximální zkratový proud. Pokud bude uvažováno, že stroj pracuje při jmenovitých otáčkách, může se zanedbat fázový odpor R_f , protože bude velmi malý v porovnání se součinem úhlové rychlosti ω a fázové indukčnosti L_f . Rovnice bude tedy zjednodušena.

$$I_z \approx \frac{E_m}{\omega L_f} \quad (3.8)$$

Jednou ze složek fázové indukčnosti L_f je drážková indukčnost L_d , která je dána rozměry drážek. Tuto indukčnost lze vyjádřit podle zdroje následující rovnicí.

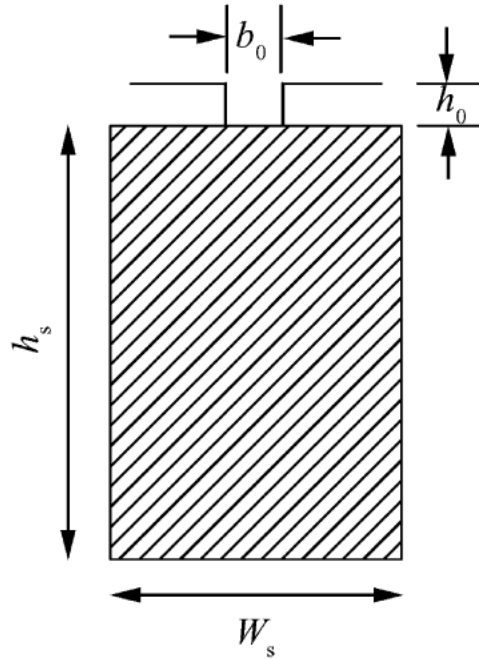
$$L_d = \mu_0 N_z^2 l_{ef} \left(\frac{h_s}{3W_s} + \frac{h_0}{b_0} \right) \quad (3.9)$$

Pokud platí, že hodnota drážkové indukčnosti je jednou ze složek celkové fázové indukčnosti tedy: $L_d < L_f$, můžeme kombinací předchozích rovnic získat vliv rozměrů

drážek na maximální hodnotu zkratového proudu, který zdroj popisuje následující rovnicí.

$$I_z \leq \frac{E_m}{\omega \mu_0 N_z^2 l_{ef} \left(\frac{h_s}{3W_s} + \frac{h_0}{b_0} \right)} \quad (3.10)$$

Jak zdroj popisuje, je z této rovnice zřejmé, že velikost maximálního zkratového proudu snížit zvýšením výšky drážky h_s a výšky na vstupu drážky h_0 nebo snížením šířky drážky W_s a šířky na vstupu drážky b_0 . Pro lepší představu o jednotlivých parametrech ovlivňujících velikost drážkové indukčnosti byla zjednodušená drážka a dané rozměry naznačeny na Obr. 3.3.



Obr. 3.3: Rozměry statorové drážky [22].

3.5 Ověření pevnostních podmínek

Rychle rotující části elektrických strojů jsou namáhány značnými odstředivými silami, což popisuje [25] a uvádí následující diferenciální rovnici pro výpočet radiálního posunutí za předpokladu sousavy n soustředěných osově symetrických válců:

$$u_j(r) = a_j r + \frac{b_j}{r} - \frac{(1 - \nu_j^2)}{8E_j} \rho_j r^3 \omega^2 \quad \text{pro } j = 1, 2, \dots, n \quad (3.11)$$

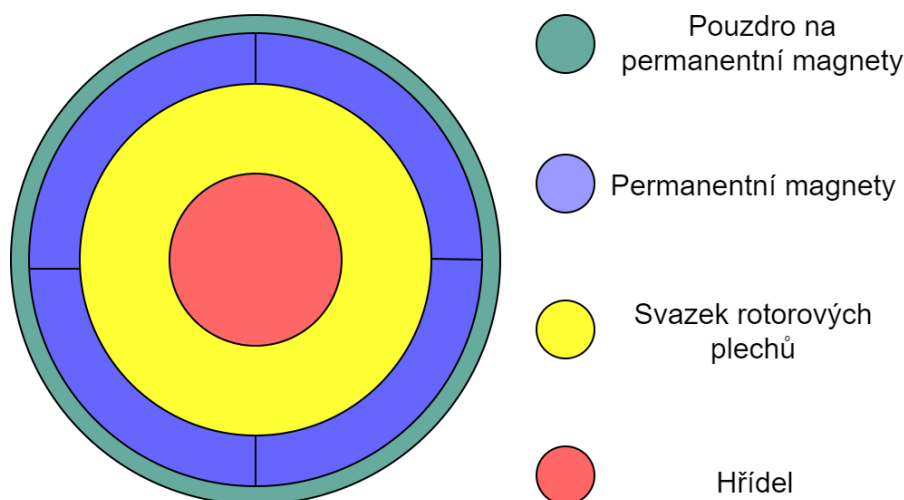
Konstanty a_j a b_j jsou integrační konstanty jednotlivých válcových těles určené podle [25] pomocí radiální napjatosti a posunu na poloměrech r_{oj} a r_{ij} dutého válce, kde poloměry dále vstupují do výpočtu hraničních podmínek, kterých je pro n válců

$2n$. Pomocí vypočteného posunutí lze vypočítat poměrné prodloužení, ze kterých lze poté pomocí Hookova zákona vypočítat jednotlivé napjatosti, což je detailně popsáno ve stejném zdroji.

V kontextu této práce je uvažována soustava 3 soustředěných osově symetrických válců: hřídele, rotoru a pouzdra na permanentní magnety. Tato soustava je pro lepší ilustraci znázorněna na Obr. 3.4. Podle [25] lze zavést z hraničních podmínek nehomogenní systém lineárních rovnic pro n válců, kde matice \mathbf{A} o velikosti $2n \times 2n$ bude obsahovat geometrické a materiálové parametry stroje, $2n$ vektor \mathbf{f} bude obsahovat údaje o zatížení a $2n$ vektor \mathbf{x} bude obsahovat konstanty a_j a b_j :

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{f} \quad (3.12)$$

Členy matice a vektoru vstupující do výpočtu napjatosti pro soustavu 3 válců jsou konkrétně uvedeny v [26].



Obr. 3.4: Řez rotorem PMSM s PM na povrchu rotoru.

3.6 Volba permanentních magnetů

Stroj může být vybaven různými druhy permanentních magnetů, které se liší svým chemickým složením i fyzikálními parametry. V následující kapitole srovnáme několik druhů permanentních magnetů a to konkrétně feritových FM, samarium-kobaltových SmCo, neodymových NdFeB a magnetů slitiny Hliník-Nikl-Kobalt AlNiCo. Permanentní magnety budou srovnány v kontextu jejich možného využití v synchronním stroji s permanentními magnety pro aplikaci v letectví.

Volbu permanentních magnetů popisuje [27] a říká, že permanentní magnety mění svoje parametry v závislosti na teplotě. Strmost změn parametrů je pro každý materiál jiná. Provozní teplota PMSM je pak dána maximální dovolenou teplotou izolantů

a magnetů. Pro volbu permanentního magnetu je tedy rozhodující požadovaná výkonová hustota stroje a požadovaná provozní teplota.

Jak již bylo zmíněno v požadavcích na stroj pro aplikace v letectví, stroj musí dosahovat nejvyšší možné výkonové hustoty. Požadavek na výkonovou hustotu nám signifikantně limituje spektrum permanentních magnetů, které můžeme použít. Podle [27] jsou SmCo a NdFeB magnety díky své energetické hustotě vhodnými magnety pro použití pro stroje s vysokou výkonovou hustotou. Přestože mají NdFeB magnety obecně vyšší remanenci, než SmCo magnety, při provozu za vysoké teploty se remanence NdFeB snižuje podstatněji, než u SmCo magnetů a dá se považovat za ekvivalentní s remanencí SmCo magnetů, dodává zdroj. Pro porovnání jednotlivých druhů magnetů byly jejich vybrané parametry uvedeny v Tab. 3.3:

Tab. 3.3: Vybrané parametry permanentních magnetů [27]

Parametr	SmCo	NdFeB	AlNiCo	FM
B_r [T]	0.55-1.15	0.7-1.41	0.7-1.35	0.22-0.42
H_c [kAm ⁻¹]	360-820	310-1500	44-151	151-254
BH_{max} [kJm ⁻³]	56-246	35-385	11-59	9-33
T_{pmax} [°C]	200-550	100-200	200-500	100-250

Mezi parametry permanentních magnetů patří remanentní magnetizace B_r . Z hlediska hodnoty remanentní magnetizace podle [27] nejlépe vychází magnety SmCo a NdFeB. Feritové magnety nedosahují dostatečné hodnoty remanentní magnetizace, proto nejsou vhodné z hlediska výkonové hustoty, kterou nejsou schopny zajistit. Navíc je užití feritových magnetů limitováno demagnetizací za nízkých teplot, dodává zdroj.

Dalším parametrem je koercivní síla H_c . Vysokou hodnotou podle [27] disponují SmCo a NdFeB magnety. Feritové a AlNiCo magnety mají příliš nízkou hodnotu koercivní síly.

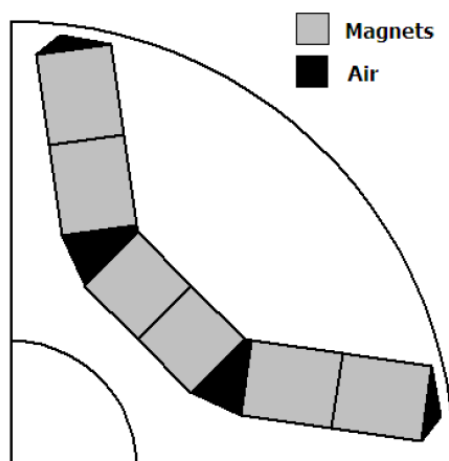
Posledním důležitým parametrem je maximální provozní teplota T_{pmax} . Jelikož stroj pro aplikaci v letectví musí být schopný provozu za vysokých i nízkých teplot, což předepisuje například norma RTCA DO-160G [14], vhodnými magnety z tohoto hlediska jsou SmCo a AlNiCo magnety. AlNiCo magnety jsou již vyřazeny na základě jiných parametrů. Z tabulky tedy vyplývá, že jediným vhodným druhem permanentního magnetu pro účely letecké aplikace je samarium-kobaltový magnet SmCo, který je podle zdroje [27] jedinou volbou pro aplikace s vysokou hustotou výkonu a provozní teplotou nad 200 °C.

3.6.1 Uložení permanentních magnetů

Permanentní magnety mohou být podle [19] umístěny na povrchu rotoru nebo vnořeny do rotoru.

Autoři v [27] uvádí také vhodnou geometrickou konfiguraci magnetů pro provoz za vysokých teplot, při které jsou permanentní magnety vnořeny do rotoru. Tato konfigurace je vyobrazena na Obr. 3.5, kde šedou barvou jsou zaznačeny permanentní magnety a černou barvou mezery (vzduch).

Konfigurace s permanentními magnety na povrchu je zjednodušeně znázorněna na Obr. 3.4.



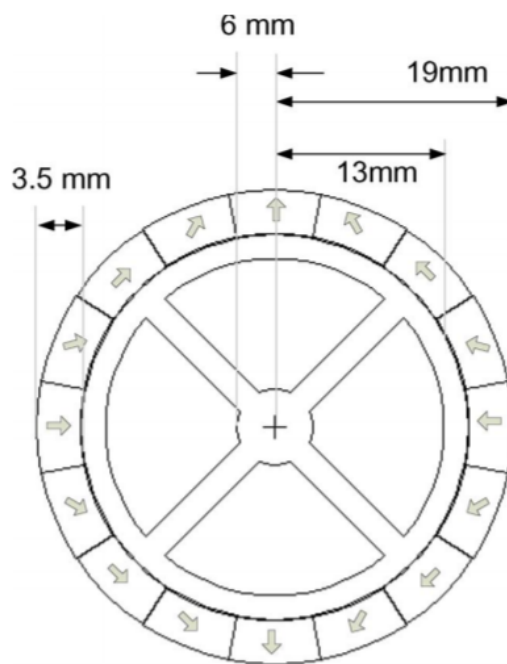
Obr. 3.5: Řez rotorem PMSM s vnořenými PM [27].

Permanentní magnety je možné rozložit do Halbachovy řady (Halbach array), což aplikuje například [3] pro pohon pojíždění letadla, a docílit tak podle [28] zvýšení magnetického pole na jedné straně magnetů a minimalizovat pole na straně druhé. Halbachova řada se využívá podle [29] k dosažení vysoké momentové hustoty. To je pro aplikaci v letectví velmi žádoucí. Halbachova řada na povrchu rotoru s naznačenými směry magnetizace permanentních magnetů je znázorněna na Obr. 3.6.

Podle [17] zajišťuje uložení permanentních magnetů na povrchu rotoru vyšší účinnost díky snížení rotorových ztrát, lepší momentovou hustotu a průběh momentu. Naproti tomu uložení uvnitř rotoru zvyšuje robustnost, umožňuje vyšší otáčky rotoru a mírně zlepšuje odolnost proti selhání.

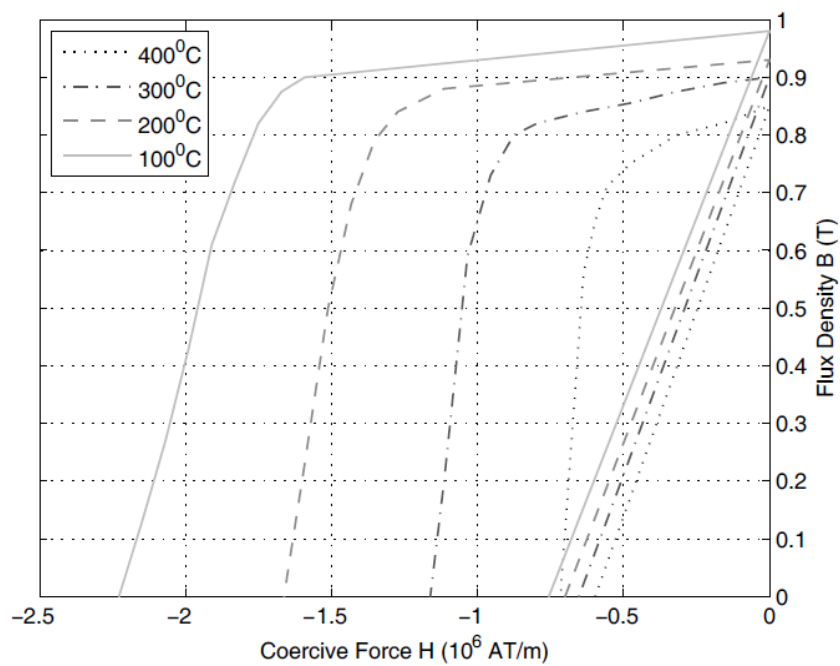
3.6.2 Demagnetizace

Demagnetizaci permanentních magnetů popisuje [19]. Pokud bude zvyšována zátěž stroje a tím zvyšován proud, bude se pracovní bod stroje posunovat po demagnetizační křivce směrem dolů a pokud klesne pod koleno křivky, začne postupně docházet k demagnetizaci. Zvýšení teploty permanentních magnetů posouvá koleno křivky vzhůru,



Obr. 3.6: PM uspořádané do Halbachovy řady se směry magnetizace [29].

proto se při stejné zátěži může pracovní bod dostat pod koleno křivky vlivem zvýšení teploty. Demagnetizační křivka je znázorněna na Obr. 3.7.



Obr. 3.7: Demagnetizační křivky pro různé teploty magnetů SmCo [27].

3.7 Chlazení

Jelikož může být chlazení realizováno mnoha různými způsoby budou podle [30] definovány 4 základní scénáře chlazení, pro které je poté možné určit koeficienty tepelného přenosu pro jednotlivé části daného stroje:

1. Chlazení vzduchem za pesimistických podmínek

Stroj je chlazen pouze okolním vzduchem procházejícím přes vzduchovou mezeru. K výměně tepla dochází pouze ve vzduchové mezeře a na koncích vinutí. Povrch statoru stroje je považován za tepelně izolovaný. Příkladem takového chlazení může být stroj pracující ve větším celku, kde je možnost dalšího chlazení z hlediska prostředí nemožná.

2. Chlazení vzduchem za optimistických podmínek

Narozdíl od předchozího případu je ve stroji vyšší tok vzduchu a navíc je chlazen vzduchem i povrch statoru stroje.

3. Chlazení statoru kapalinou, uzavřený stroj

Povrch statoru stroje je kapalinou chlazený. Stroj se uzavřený, takže zde probíhá tepelná výměna mezi statorem a teplem generovaném v rotoru.

4. Chlazení statoru kapalinou, rotor chlazený vzduchem

V tomto případě je opět kapalinou chlazený stator. Rotor je narozdíl od předchozího případu opět chlazen okolním vzduchem tekoucím přes vzduchovou mezeru, podobně jako v prvním případě chlazení, ale s tím rozdílem, že tok vzduchu nedosahuje tak vysoké hodnoty jako při pesimistickém chlazením vzduchem.

Z hlediska výkonové hustoty bylo v publikaci [30] zjištěno, že použití optimistického chlazení vzduchem zvýší možnou výkonovou hustotu 1,5 až 2,5 násobně oproti pesimistickému chlazení. Použití kombinovaného chlazení kapalinou a vzduchem se jeví jako nejlepší a zvyšuje možnou výkonovou hustotu v porovnání s pesimistickým chlazením 2 až 3 krát. Nejhorší z hlediska navýšení výkonové hustoty je použití uzavřeného kapalinou chlazeného systému, kde bylo dosaženo maximální hodnoty 1.6 násobku výkonové hustoty pesimistického chlazení, protože dalšímu zvýšení výkonové hustoty bránila příliš vysoká teplota rotoru. Dále bylo pozorováno, že se zvyšujícími se otáčkami stroje podstatně roste výše popsaný efekt chlazení na výkonovou hustotu. Pokud se zvyšoval výkon stroje, nedosahovalo chlazení popsaného účinku. Možným vysvětlením je, že z hlediska výkonu rostou rozměry stroje. Tepelné ztráty tím pádem rostou s třetí mocninou, zatímco plocha stroje, která je schopná teplo odvádět roste pouze s druhou mocninou. Tento jev není však v porovnání s vlivem jednotlivých scénářů chlazení nebo s otáčkami stroje zásadní.

Limitující faktory jednotlivých typů chlazení, uvedené v [30] včetně popisu optimalizace chlazení, jsou u obou čistě vzduchem chlazených strojů teplota statorového vinutí. To bylo řešeno zlepšením chlazení statoru, což je jednodušší než optimalizovat chlazení rotoru. Při chlazení statoru kapalinou a uzavřeném stroji byla limitující teplota rotoru, která byla příliš vysoká z hlediska optimální provozní teploty permanentních magnetů. Lepší výsledek při chlazení statoru kapalinou a uzavřeném stroji autoři teoreticky navrhovali snížením ztrát na rotoru nebo zlepšením výměny tepla mezi rotorem a statorem. Z hlediska maximalizace výkonové hustoty stroje s vysokými otáčkami se jako nejlepší metoda chlazení jeví použití kombinovaného chlazení, tedy chlazení statoru kapalinou a chlazení rotoru vzduchem, zakončuje zdroj. Podle [19] je nejúčinnějším způsobem chlazení statoru kapalinou přímé chlazení holých vodičů, které je účinnější než chlazení povrchu statoru nebo teplosměnných ploch ve statoru.

3.8 Srovnání strojů z literárních zdrojů

Pro srovnání parametrů jednotlivých strojů navržených pro aplikaci v letectví bylo zvoleno 6 strojů a jejich vybrané parametry byly zpracovány do Tab. 3.4.

Tab. 3.4: Vybrané parametry strojů z literatury

Označení	A	B	C	D	E	F
Zdroj	[20]	[22]	[23]	[31]	[32]	[17]
Aplikace	aktuace	aktuace	pohon	aktuace	aktuace	GT
Chlazení	-	-	vzduchem	přirozené	přirozené	vzduchem
Druh magnetu	SmCo	-	SmCo	SmCo	SmCo	SmCo
n [min^{-1}]	12000	2400	3000	800	8000	-
M [Nm]	1	0.2	63.7	4	5	6979.4
m [-]	2x3	6	-	-	3	2x3
p [-]	2	5	15	14	4	21
n_d [-]	24	12	36	24	9	36
d_r [mm]	34	26	171	-	-	-
D_{ag} [mm]	1	-	1	-	0,9	2
l_a [mm]	220	30	65	40	80	151
V_r [cm^3]	176	2	388	92	111	-
TRV [kNm m^{-3}]	5.7	104.6	164.1	43.7	45.1	224.42
σ [kPa]	2.8	52.3	82.1	21.8	22.6	174.2
l_a/d_r [-]	6.47	1.15	0.38	1.48	3.81	-

U motorů označených D a E nebyla uvedena informace o průměru rotoru, proto bylo využito odhadu objemu rotoru pomocí uvedeného průměru statoru a dělicího poměru $S = 0.6$. Výpočty parametrů byly provedeny podle rovnic popsanych v kapitole

rozměrování stroje. Stroje jsou navzájem porovnány i s ostatními stroji z literatury, které neměly dostatek parametrů, aby je bylo možné uvést do tabulky.

Čtyřpólový stroj A popsáný v [20] má pro zlepšení odolnosti proti selhání dva sety trojfázového vinutí navzájem posunuté o 30 elektrických stupňů a jmenovité otáčky 12000 za minutu při momentu 1 Nm. Stroj využívá permanentní magnety SmCo. Stejně řešený počet fází má i stroj navržený k aktuaci popsáný v [21] s tím rozdílem, že jsou posunuté o 120 elektrických stupňů.

Zcela odlišně řeší odolnost proti selhání stroj navržený také pro aktuaci uvedený v [16], který je desetifázový a je rozdělený na dva rotory a dva statory, které jsou navzájem pootočený a 4.5 mechanického stupně. Autoři kladli důraz na omezení zkratových proudů a proto je u tohoto stroje zkratový proud rovný jmenovitému. Stroj je vyobrazen na Obr. 3.8.

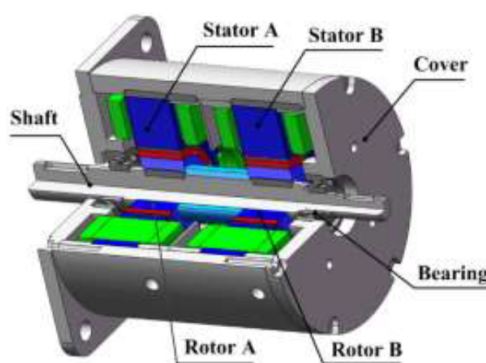
Desetipólový stroj B popsáný v [22] má šest fází a jmenovité otáčky 2400 za minutu při momentu 0.2 Nm.

Třicetipólový stroj C popsáný v [23] má jmenovité otáčky 3000 za minutu při momentu 63.7 Nm. Stroj obsahuje SmCo magnety. Tento stroj je navržený pro pohon a disponuje druhým nejvyšším TRV z porovnaných strojů. Stroj je znázorněn na Obr. 3.9.

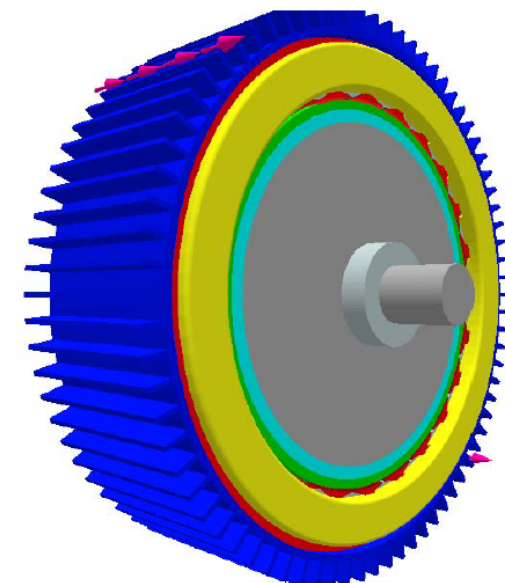
Dvacetiosmipólový stroj D popsáný v [31] má jmenovité otáčky 800 za minutu při momentu 4 Nm. Stroj byl navržen pro elektromechanický aktuátor. Stroj obsahuje SmCo magnety.

Osmipólový stroj E popsáný v [32] má 3 fáze a jmenovité otáčky 8000 za minutu při momentu 5 Nm. Stroj byl navržen pro elektromechanický aktuátor určený pro sekundární ovládací prvky letadla. Stroj pracuje s magnety SmCo.

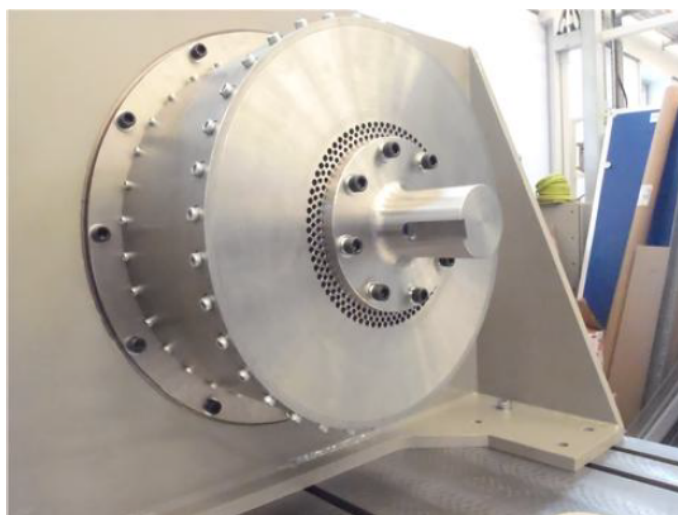
Dvačtyřicetipólový stroj F popsáný v [17] je určený pro pojíždění letadla po dráze neboli pro Green Taxiing™ a tím pádem pro přerušovaný provoz. Stejně jako stroj A má 2 sety třífázového vinutí navzájem fázově posunuté o 30 elektrických stupňů, což je také označeno jako double star konfigurace. Stroj je vzduchem chlazený a obsahuje SmCo magnety. Stroj dosahuje nejvyššího TRV ze všech strojů. Podoba stroje je zachycena na Obr. 3.10.



Obr. 3.8: Stroj A se dvěma rotory a dvěma statory pro aktuátor [16].



Obr. 3.9: Stroj C navržený pro pohon letadla [23].



Obr. 3.10: Stroj F navržený pro Green Taxiing™[3].

4 Modelování vybraného stroje pro aplikaci v letectví

Tato část práce se bude zabývat tvorbou elektromagnetického modelu pro elektromagnetický výpočet pomocí metody konečných prvků. K modelování a výpočtu bude využit software ANSYS Electronics Desktop. Model bude nejdříve podle zadaných parametrů vytvořen v RMXprt a poté převeden do Maxwell 2D.

4.1 Parametry zadaného stroje

Pro potřeby práce byly využity parametry stroje popsáného v [18], který je navržen pro aplikaci v letectví, konkrétně pro využití v elektrohydraulickém systému a je proveden s rotorem ponořeným v pracovní kapalině. V tabulce 4.1 jsou uvedeny základní parametry stroje.

Tab. 4.1: Parametry zadaného stroje [18]

Parametr	Hodnota
Počet fází [-]	3
Počet pólů [-]	6
Pólové krytí PM [-]	1
Počet drážek [-]	9
Jmenovité otáčky [min^{-1}]	6000
Jmenovitý moment [Nm]	13.75
Jmenovitý efektivní proud [A]	34.25
Uvažovaná maximální teplota stroje [$^{\circ}\text{C}$]	150
Vnější poloměr statoru [mm]	90.0
Poloměr k vnějšímu okraji drážky [mm]	81.7
Vnitřní poloměr statoru [mm]	55.5
Vnější poloměr PM [mm]	52.5
Vnější poloměr rotoru (pouzdra) [mm]	53.0
Vnitřní poloměr rotoru [mm]	37.5
Tloušťka magnetu [mm]	6.0
Výška zubu statoru [mm]	21.65
Šířka zubu statoru [mm]	14.5
Výška na vstupu zubu statoru [mm]	1.0

Vzhledem k tomu, že šířka na vstupu zubu statoru 6.2 mm nekorespondovala s vyobrazeným modelem ve zdroji [18], byla pomocí CADového softwaru a vyobrazených modelů elektromagnetického výpočtu odhadnuta šířka na vstupu drážky 8 mm.

Při tvorbě modelu bylo využito symetrie stroje a proto bylo možné vymodelovat v Ansysu 1/3 stroje a poté pomocí proměnné získat výsledky vztažené na celý stroj.

4.2 Materiály

Při tvorbě modelu byl nejdříve navržen hrubý model v programu RMxprt. Ten byl poté převeden a upraven v programu 2D Maxwell. Pro model byly zvoleny následující materiály uvedené v tabulce 4.2.

Tab. 4.2: Materiály stroje

Část stroje	Materiál
Plechý statoru	M250-35A
Vinutí	Měď (copper)
Permanentní magnety	Recoma® 18
Plechý rotoru	M250-35A
Hřídel	Steel 1010

Materiály Měď (copper), Recoma® 18 a Steel 1010 byly vybrány přímo z knihovny materiálů programu Ansys.

4.2.1 M250-35A

Materiál M250-35A a jeho parametry včetně B-H a B-P křivky byly definovány podle [33]. Hustota materiálu byla uvedena v [34] a je rovna 7.60 g cm^{-3} . Pro výpočet bylo nutné omezit rostoucí magnetickou indukci při přesycení materiálu. Body B-H charakteristiky mimo rozsah uvedený výrobcem plechu byly vypočteny pomocí následujícího postupu popsaného v [35].

Z hustoty materiálu ρ a jeho resistivity ρ_{el} se vypočte saturace magnetické polarizace J_s .

$$J_s = 0.37863\rho - 0.00175\rho_{el} - 0.79318 \quad (4.1)$$

Po dosazení

$$J_s = 0.37863 \cdot 7.60 - 0.00175 \cdot 55 - 0.79318 \doteq 1.9882 \quad (4.2)$$

Další body B-H křivky je poté možné dopočítat podle následujícího vzorce.

$$H = \frac{B - J_s}{\mu_0} \quad (4.3)$$

Body vypočtené touto metodou byly zaznamenány do tab. 4.3.

4.2.2 Recoma® 18

Jako vhodnou volbou permanentních magnetů z hlediska jejich využití v letectví jsou magnety slitny samarium-kobalt, jak již bylo odůvodněno v teoretické části práce.

Tab. 4.3: Vypočtené body B-H charakteristiky

B [T]	H [Am ⁻¹]
2.05	49212
2.1	89001
2.12	104916

Pro tento stroj byl zvolen magnet značky Arnold Magnetics Recoma® 18, což je magnet typu SmCo5, které vykazují nejlepší odolnost vůči korozi ze všech magnetů vzácných zemin [36]. Tento magnet je součástí knihovny programu Ansys a byla zvolena jeho BH křivka odpovídající teplotě 150°C, jelikož to je teplota, kterou předpokládáme jako jeden z nejhorších možných stavů, ve kterém by stroj měl pracovat. Elektrická vodivost magnetů byla vypočtena jako převrácená hodnota resistivity uvedené v Ansysu. Parametry PM jsou zaznamenány v Tab. 4.4.

Tab. 4.4: Parametry magnetů Recoma® 18

Parametr	Hodnota
Provozní teplota [°C]	150
BH charakteristika	nelineární
ρ_{el} [$\mu\Omega\text{m}$]	0.55
ρ [kgm^{-3}]	8400

4.3 Vytvoření sítě pro metodu konečných prvků

Síť pro výpočet pomocí metody konečných prvků byla vytvořena tak, aby především v okolí vzduchové mezery byla velikost elementu sítě menší než hloubka vniku materiálu permanentních magnetů, aby se zabránilo zvýšené nepřesnosti výpočtu [37]. Hloubka vniku byla vypočtená podle vztahu uvedeném v [24].

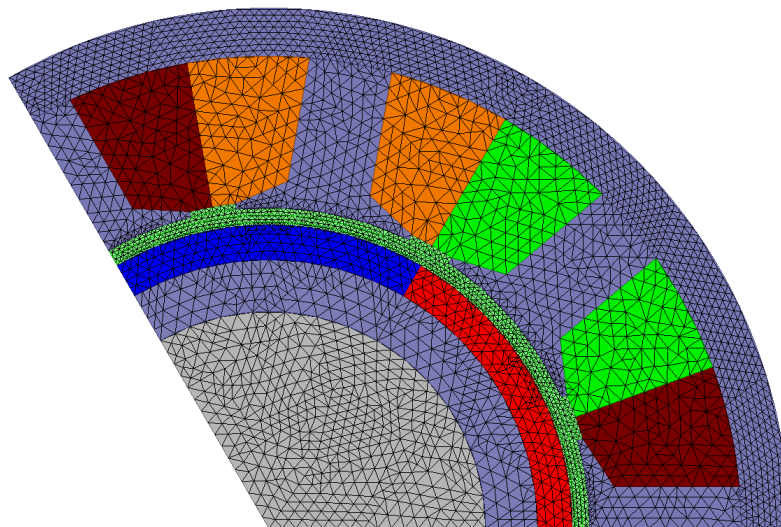
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_r \sigma_{el} \mu}} = \sqrt{\frac{2}{\frac{n_d}{p} \frac{n \cdot p}{60} \frac{1}{\rho_{el}} \mu_0 \mu_r}} \quad (4.4)$$

Po dosazení

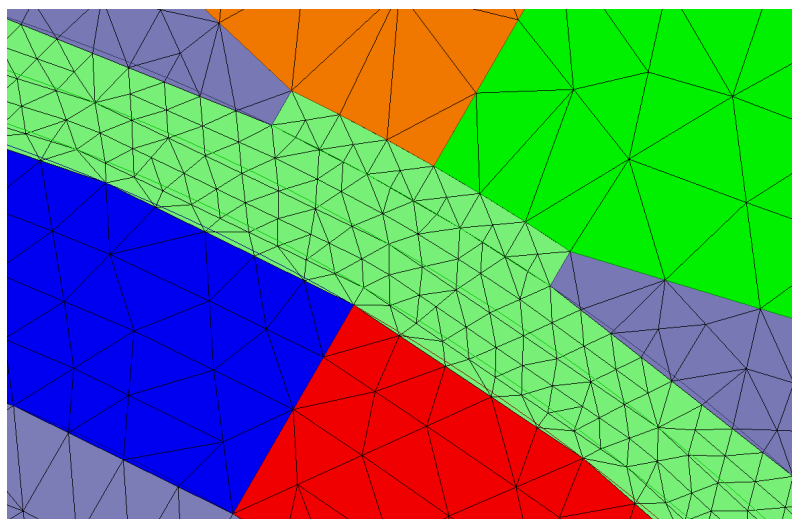
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\frac{9}{3} \cdot \frac{6000 \cdot 3}{60} \cdot \frac{1}{0.55 \cdot 10^{-6}} \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1.05}} \doteq 30.4 \text{ mm} \quad (4.5)$$

Výsledná síť byla vytvořena mnohem jemnější s maximální délkou elementu do 4 mm a v oblasti vzduchové mezery do 1.25 mm. Celkový počet vytvořených elementů byl 6708.

Síť je znázorněna na Obr. 4.1. Detailní pohled na síť v oblasti vzduchové mezery (světle zelená barva) je zaznamenán na Obr. 4.2.



Obr. 4.1: Síť pro metodu konečných prvků.



Obr. 4.2: Detail síť pro metodu konečných prvků.

5 Elektromagnetický výpočet pomocí metody konečných prvků

Nejdříve bude stroj bude simulován ve stavu naprázdno a po vyladění modelu také ve stavu zatížení. Nakonec bude stroj simulován při poruchovém stavu, kdy dojde k rozpojení jedné z fází stroje.

5.1 Stroj naprázdno

Po nastavení příslušných rozměrů bylo třeba nastavit délku stroje, která byla zvolena 90 mm v souladu s poznatky uvedenými v teoretické části práce. Analýza naprázdno probíhala v čase 0 až $\frac{1}{300}$ s, tedy jednu periodu stroje a s krokem $\frac{1}{45}$ ms.

Vinutí bylo nastaveno s pomocí Emetoru [38], který pro počet pólů 6 a počet drážek 9 zobrazil způsob navinutí cívek, uvedený na Obr. 5.1, kde vinutí je dvouvrstvé, koncentrované s činitelem vinutí 0.866 a pólovou roztečí 1.5.



Obr. 5.1: Způsob navinutí cívek [38].

Po nastavení vinutí bylo nutné upravit počet vodičů v drážce Z_q . Jejich počet byl laděn pomocí funkce Optimetrics, díky které byla vyobrazena amplituda spřaženého magnetického toku ve fázi jako funkce Z_q . Spřažený magnetický tok byl vypočten podle následujícího vzorce uvedeného v [19], kde jsou Ψ a I dosazovány jako amplitudy veličin.

$$M = \frac{3}{2}p (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \quad (5.1)$$

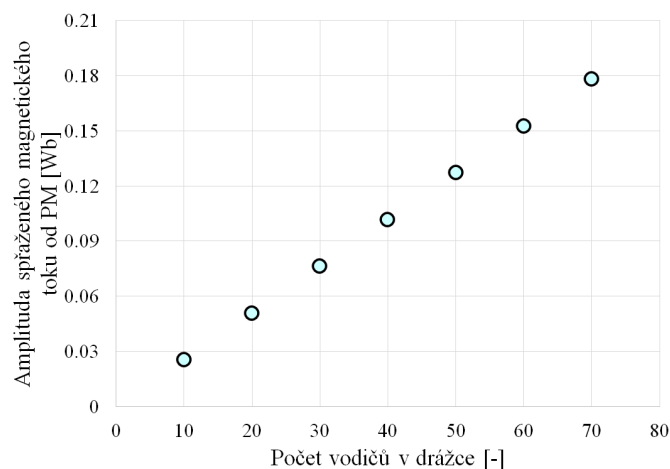
Ve výpočtu lze zanedbat proud v d-ose, protože ve jmenovitém bodě bylo u stroje typu s permanentními magnety na povrchu předpokládáno, že bude napájení probíhat pouze proudem v q-ose [39]. Proto lze rovnici zjednodušit.

$$M = \frac{3}{2}p \Psi_d I_q \quad (5.2)$$

Z rovnice byla vyjádřena amplituda spřaženého toku a dosazeny hodnoty, kde I_q je amplituda jmenovitého proudu stroje. V případě zanedbání proudu v d-ose je Ψ_d v rovnici rovno požadovanému toku od PM ve jmenovitém bodě Ψ_{PM} .

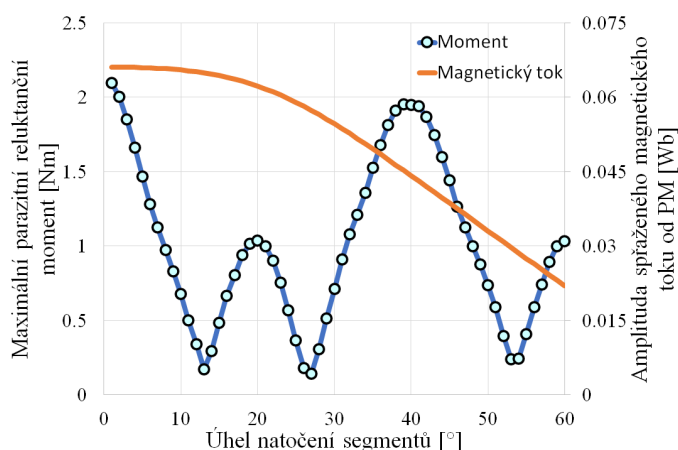
$$\Psi_{PM} = \frac{2M}{3pI_{fef}\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 13.75}{3 \cdot 3 \cdot 34.25 \cdot \sqrt{2}} \doteq 0.06308 \text{ Wb} \quad (5.3)$$

Ze závislosti amplitudy spráženého magnetického toku v d-ose na počtu vodičů v drážce bylo odvozen optimální počet vodičů 26. Závislost byla vynesena na Obr. 5.2.



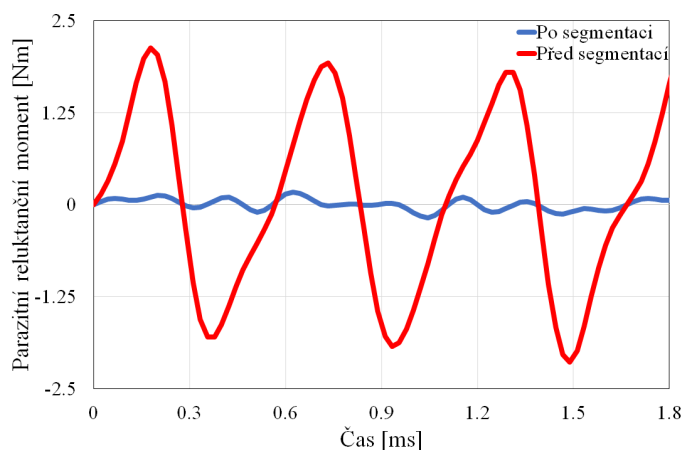
Obr. 5.2: Závislost amplitudy spráženého magnetického toku v d-ose na počtu vodičů v drážce.

Model naprázdno vykazoval velmi vysoký parazitní reluktanční moment, který způsobovala reakce mezi drážkováním a permanentními magnety [19]. V amplitudě přesahoval hodnotu 2 Nm. Z tohoto důvodu bylo nutné stroj axiálně segmentovat, tak aby jednotlivé segmenty byly pootočený o daný počet stupňů. Stroj byl segmentován na 3 části a opět bylo využito funkce Optimetrics pro parametrickou analýzu nejvhodnějšího úhlu natočení segmentů. Jako nejvhodnější úhel pootočení byl vybrán úhel 13 °, jelikož při vyšších úhlech, kde křivka maximálního momentu dosahovala nízkých hodnot se snižoval sprážený magnetický tok od PM. Změna amplitud momentu a magnetického toku v závislosti na úhlu natočení byla vynesena na Obr. 5.3.



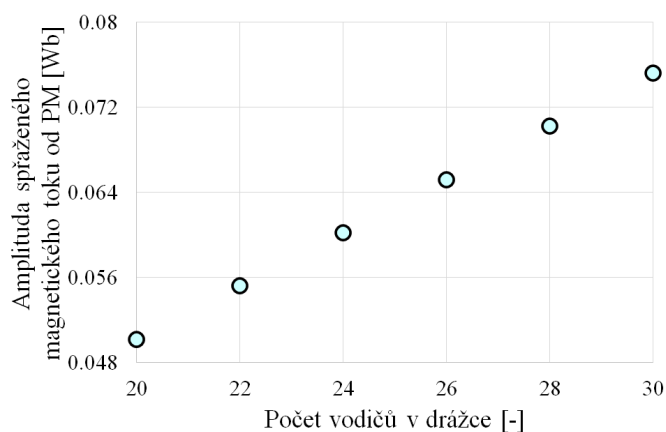
Obr. 5.3: Závislost maximálního parazitního reluktančního momentu a amplitudy spráženého magnetického toku od PM na úhlu natočení.

Výsledný parazitní reluktanční moment byl poté zredukován na hodnotu, při které jeho amplituda dosahovala přibližně 0.18 Nm. Pro srovnání průběhu parazitního reluktančního momentu po vyladění úhlu segmentů a před segmentací byl jejich průběh zaznamenán na Obr. 5.4.



Obr. 5.4: Průběh parazitního reluktančního momentu před a po segmentaci stroje.

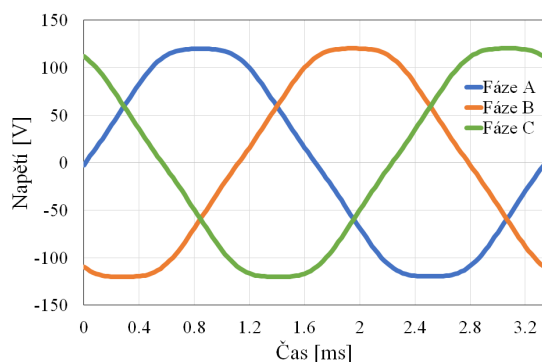
Po segmentaci bylo nutné opět ověřit počet vodičů v drážce, protože segmentace vedla ke snížení magnetického toku. Počet vodičů 26 byl zachován s tím, že pomocí segmentace bylo dosaženo ještě bližší hodnoty amplitudy magnetického toku podle výše uvedeného výpočtu. Ověření proběhlo ze závislosti vyobrazené na Obr. 5.5.



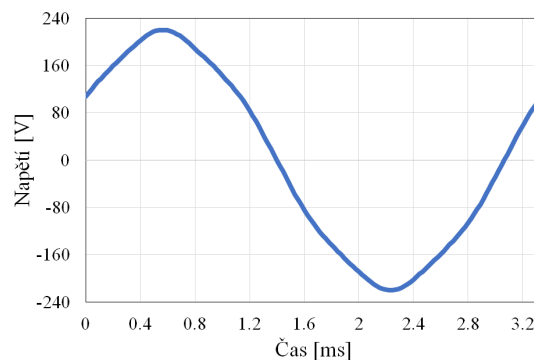
Obr. 5.5: Závislost amplitudy spřaženého magnetického toku v d-ose na počtu vodičů v drážce po segmentaci.

Průběh indukovaného napětí naprázdno stroje byl znázorněn na Obr. 5.6. Napětí dosahovalo v amplitudě maximální hodnoty 120.33 V. Napětí naprázdno v oblasti své amplitudy vykazovalo viditelnou deformaci. Pokud však bylo vykresleno sdružené napětí

mezi fázemi, pak byl průběh blíží sinusoidálnímu. Průběh sdruženého napětí napřízdo mezi fázemi je vyobrazen na Obr. 5.7.

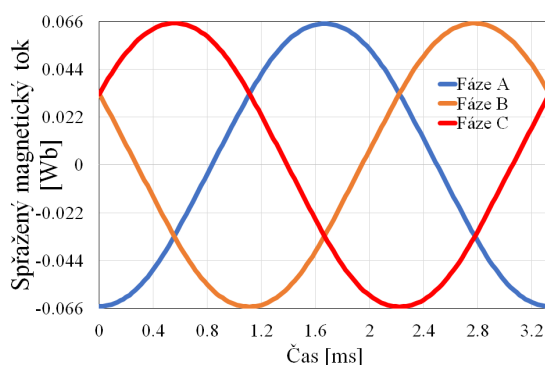


Obr. 5.6: Průběh fázových napětí naprázdno stroje.



Obr. 5.7: Průběh sdruženého napětí naprázdno mezi fázemi A a B.

Zaznamenán byl také průběh spřažených magnetických toků ve fázích na Obr. 5.8.

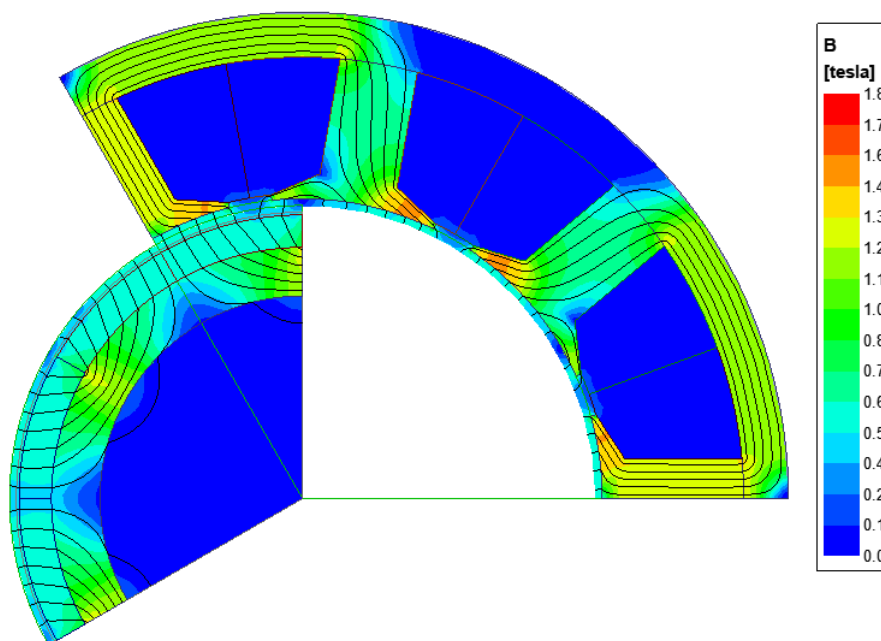


Obr. 5.8: Průběh spřaženého magnetického toku v d-ose po segmentaci.

Na Obr. 5.9 bylo vyobrazeno rozložení magnetické indukce ve stroji naprázdno společně s magnetickými siločarami. Nejvyššího sycení bylo dosaženo v oblasti hranice mezi statorovými zuby a vzduchovou mezerou a to do 1.6 T.

5.2 Stroj v zatížení

Při jmenovitém zatížení stroje byla prováděna analýza parametrů stroje při změně velikosti proudů v d- a q- ose. Hodnoty proudů v osách, při kterých byl proveden elektromagnetický výpočet pomocí metody konečných prvků jsou znázorněny na Obr. 5.11. Stroj byl analyzován v čase 0 až $\frac{1}{100}$ s, což odpovídá třem periodám stroje, protože bylo nutné vzít v potaz přechodné jevy. Hodnoty veličin, které přechodný jev zatěžoval, byly poté dále zpracovány pouze v rozmezí od $\frac{1}{150}$ s do 0.01 s. Analýza probíhala v tomto případě s krokem $\frac{1}{30}$ ms.



Obr. 5.9: Průběh magnetické indukce ve stroji s magnetickými siločarami.

5.2.1 Interpolace pomocí RBF

Body získané analýzou proudů v d- a q- ose bylo třeba interpolovat, aby mohly být vykresleny závislosti veličin na proudech v d- a q- ose. Pro interpolaci bylo využito radiálních bazových funkcí. Aplikace funkcí byla provedena pomocí kódu v jazyce Python. Samotné RBF jsou součástí knihovny funkcí Scipy.

O interpolaci rozptýlených dat pojednává [40] a říká, že použití radiálních bazových funkcí je zajímavou metodou umožňující mimo jiné například řešení parciálních diferenciálních rovnic, neuronové sítě nebo obrazovou rekonstrukci. Pro výběr interpolační metody jsou data jednoduše řazena podle zdroje následovně.

- Neseřazená
 - Rozptýlená
 - Nashromážděná
- Seřazená
 - Nestrukturovaná
 - Strukturovaná
 - * Nepravidelná
 - * Částečně pravidelná
 - * Pravidelná

RBF interpolant $s(x)$ pro set N uzlových bodů hodnot $\{f_k\}_{k=1}^N$ umístěných v $\{x_k\}_{k=1}^N$ je podle [41] definován jako

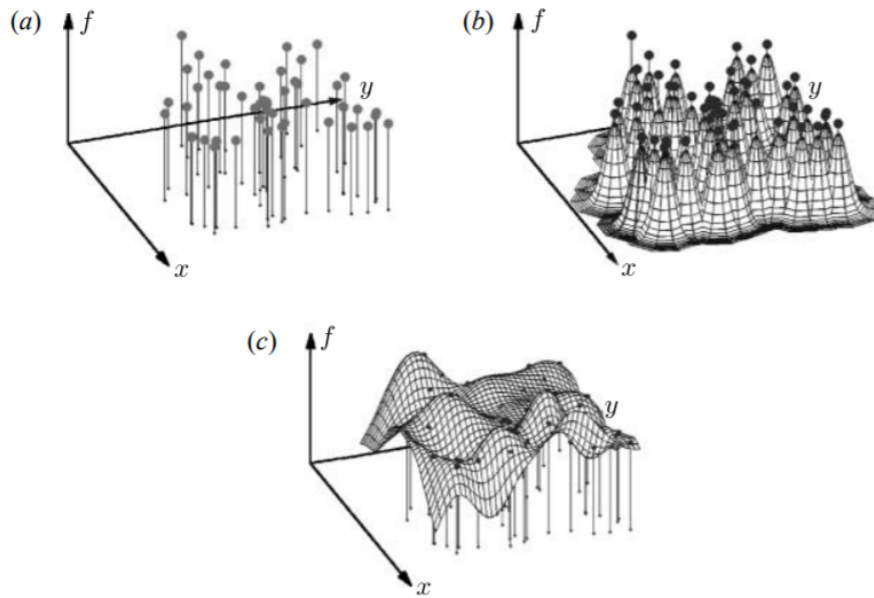
$$s(x) = \sum_{k=1}^N c_k \phi(\|x - x_k\|), \quad (5.4)$$

kde c_k jsou koeficienty a $\phi(\|x - x_k\|)$ zkráceně $\phi(r)$ jsou příslušné bazové funkce a může být ekvivaletně zapsán následující lineární soustavou rovnic

$$\mathbf{A}\mathbf{c} = \mathbf{f}, \quad (5.5)$$

kde A je interpolační matice obsahující radiální funkce, c je vektor koeficientů a f je vektor hodnot.

Pro lepší ilustraci byl vyobrazen průběh interpolace na 5.10.



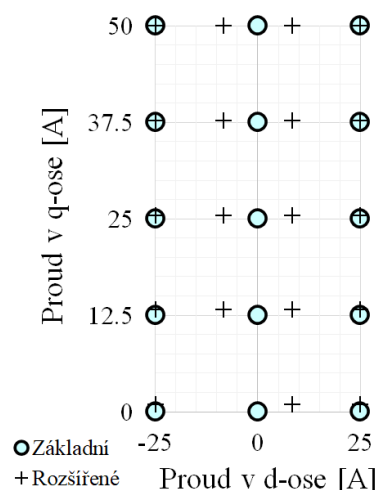
Obr. 5.10: Interpolace pomocí RBF: (a) původní data (b) RBF kolokační funkce (c) výsledný interpolant [41].

Jako vhodný základ funkce pro RBF interpolaci, byl podle [42] zvolen thin-plate spline, který je popsán následovně.

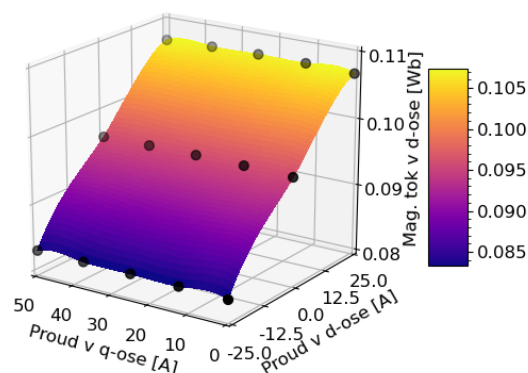
$$\phi(r) = r^2 \log(r) \quad (5.6)$$

5.2.2 Výsledky analýzy pomocí proudů v d- a q -ose

Následující závislosti byly vyneseny pomocí bodů označených na Obr. 5.11 jako základní.



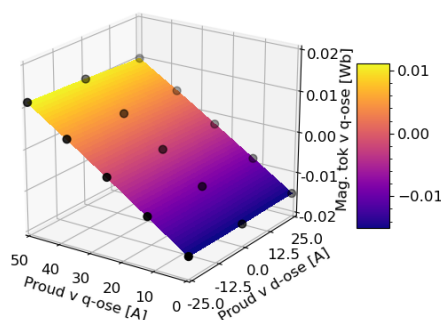
Obr. 5.11: Body znázorňující proudy v d- a q-ose.



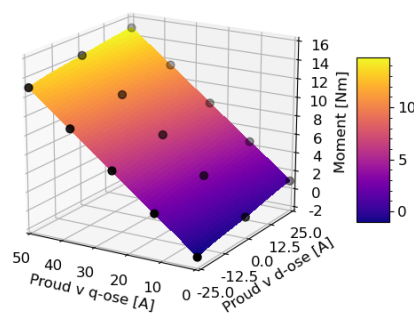
Obr. 5.12: Závislost magnetického toku v d-ose na proudech v d- a q- ose.

Na Obr.5.12 je znázorněna závislost magnetického toku v d-ose na proudech jednak v d-ose ale i v q-ose. Ze závislosti je zřejmé, že magnetický tok v d-ose byl ovlivňován pouze proudem v d-ose. Naproti tomu magnetický tok v q-ose je ovlivněn pouze proudem v q-ose, jak je viditelné na závislosti zaznamenané na Obr. 5.13.

Moment, který stroj tvořil byl závislý primárně na proudem v q-ose, jak je viditelné na Obr. 5.14. Sekundárně moment ovlivňoval také proud v d-ose, který stroj přibuzoval a odbuzoval.



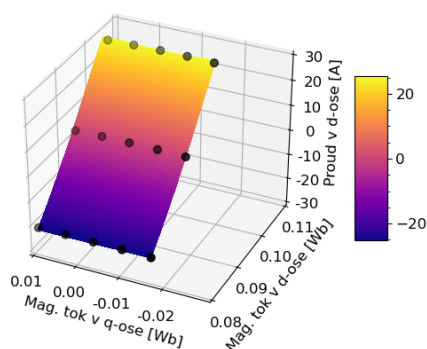
Obr. 5.13: Závislost magnetického toku v q-ose na proudech v d- a q- ose.



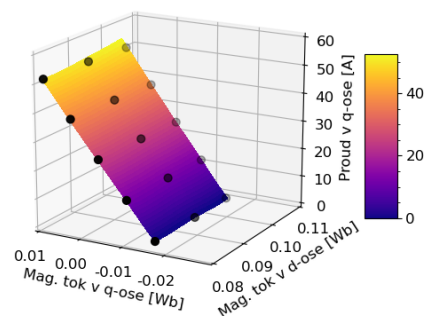
Obr. 5.14: Závislost momentu na proudech v d- a q- ose.

Na Obr. 5.15 je znázorněna závislost z jiné perspektivy a tentokrát z pohledu magnetických toků, kde se zvyšujícím se magnetickým tokem v d-ose rostl i proud v d-ose, zatím co magnetický tok v q-ose s proudem v d-ose nebyli na sobě závislí. Analogická situace je vyobrazena na Obr. 5.16, kde na sobě byl závislý magnetický tok v q-ose společně

s proudem v q-ose, ale magnetický tok v d-ose nehrál roli.

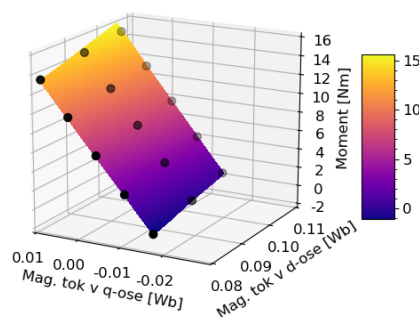


Obr. 5.15: Závislost proudu v d-ose na magnetických tocích v d- a q- ose.



Obr. 5.16: Závislost proudu v q-ose na magnetických tocích v d- a q- ose.

Pro lepší vyobrazení vlivu jednotlivých toků v d- a q- ose na moment stroje byla vynesena také závislost momentu na magnetických tocích na Obr. 5.17, kde je vidět, že momentotvorným magnetickým tokem je právě tok v q-ose, zatím co magnetický tok v d-ose hraje minoritní roli.



Obr. 5.17: Závislost momentu na magnetických tocích v d- a q- ose.

5.2.3 Výpočet ztrát v mědi

Jelikož do modelu nebyly zahrnuty čela vinutí statoru, byly ztráty v mědi vypočítány ručně. Příslušné rozměry drážek a plocha poloviny drážky byly změřeny přímo z modelu v programu Ansys. Hodnota rezistivity byla taktéž přejata z programu Ansys jako převrácená hodnota konduktivity příslušného materiálu z knihovny programu, který byl použit při výpočtu modelu.

Pro výpočet fázového odporu vinutí bylo třeba zjistit drážkovou rozteč, který byla vypočtena pomocí vzorce popsaného v [24].

$$\tau_d = \frac{\pi D_{ag}}{n_d} = \frac{\pi \cdot 111 \cdot 10^{-3}}{9} \doteq 38.746 \text{ mm} \quad (5.7)$$

Následující výpočet fázového odporu vinutí byl proveden pomocí postupu uvedeného v [43].

Nejdříve byla zjištěna průměrná délka poloviny cívky. Velikost korekčního činitele k_c byla zvolena na 1.5 podle zdroje uvádějícího postup výpočtu.

$$l_{Cu} = l_a + \left(\frac{1}{2} \cdot (\tau_d - \frac{b_{s1} + b_{s2}}{4}) \pi \right) k_c \quad (5.8)$$

Po dosazení.

$$l_{Cu} = 90 \cdot 10^{-3} + \left(\frac{1}{2} \cdot (38.746 - \frac{27.321 + 42.04}{4}) \pi \cdot 10^{-3} \right) 1.5 \doteq 140.44 \text{ mm} \quad (5.9)$$

Poté byla zjištěna efektivní plocha mědi v polovině statorové drážky. Činitel plnění drážky byl odhadnut na 0.5.

$$A_{Cu} = A_{d1/2} \cdot k_d = 410.494 \cdot 10^{-6} \cdot 0.5 \doteq 205.247 \text{ mm}^2 \quad (5.10)$$

Fázový odpor je poté vypočten pomocí následujícího vzorce.

$$R_{Cu} = \left(\frac{Z_q}{2} \right)^2 \rho_{el} 2n_d 2p \frac{l_{Cu}}{A_{Cu}} \quad (5.11)$$

Hodnoty elektrické resistivity mědi pro teplotu 20 °C včetně teplotního součinitele a vzorce pro výpočet resistivity při jiné než standardní teplotě jsou čerpány z [19]. Uvažuje se opět nejhorší možný stav, tedy teplota 150 °C.

$$\rho_{el} = \rho_{el20} \cdot [(1 + \alpha(\theta - 20))] \quad (5.12)$$

Po dosazení

$$\rho_{el} = 1.724 \cdot 10^{-8} \cdot [(1 + 0.00393 \cdot (150 - 20))] = 2.605 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} \quad (5.13)$$

$$R_{Cu} = \left(\frac{26}{2} \right)^2 \cdot 2.605 \cdot 10^{-8} \cdot 2 \cdot 0.5 \cdot 2 \cdot 3 \cdot \frac{140.44 \cdot 10^{-3}}{205.247 \cdot 10^{-6}} \doteq 18.59 \text{ m}\Omega \quad (5.14)$$

Ztráty v mědi byly poté vypočteny následovně.

$$\Delta P_{Cu} = 3R_{Cu}I_{fef}^2 \quad (5.15)$$

5.2.4 Výpočet svorkového napětí

Výpočet probíhal přímo v programu Ansys a byl uživatelský definován následujícím způsobem.

$$u_{Sv} = u_i + \Delta u_L + \Delta u_R \quad (5.16)$$

Indukované napětí u_i je defaultně vypočteno v Ansysu. Úbytek napětí na rozptylové indukčnosti Δu_L byl vypočítán jako

$$\Delta u_L = L_{\sigma e} \frac{di}{dt}, \quad (5.17)$$

kde rozptylová indukčnost vinutí $L_{\sigma e}$ byla vypočtena pomocí následujícího vzorce uvedeného v [24], kde μ_{env} je relativní permeabilita okolí, která se podle zdroje pohybuje od 1.2 do 2. Pro výpočet byla zvolena hodnota 1.6.

$$L_{\sigma e} = \frac{n_d}{m} \mu_0 \mu_{env} \frac{(Z_q/2)^2 \pi (\tau_d/2)^2}{h_s} \quad (5.18)$$

Po dosazení

$$L_{\sigma e} = \frac{9}{3} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1.6 \cdot \frac{(26/2)^2 \cdot \pi \cdot (38.746 \cdot 10^{-3}/2)^2}{21.65 \cdot 10^{-3}} \doteq 55.52 \mu\text{H} \quad (5.19)$$

Úbytek napětí na odporu vinutí Δu_R , jehož velikost již byla stanovena pro výpočet ztrát v mědi, byl vypočítán následovně.

$$\Delta u_R = i \cdot R_{Cu} \quad (5.20)$$

5.2.5 Výpočet elektromagnetické účinnosti

Pro zjištění účinnosti bylo zapotřebí zjistit výstupní výkon P_{out} stroje. Ten byl vypočten následovně pomocí známých otáček stroje a momentu vypočteného v programu Ansys.

$$P_{out} = M \cdot \omega \quad (5.21)$$

Dále bylo nutné znát ztráty ve stroji. Mechanické ztráty byly zanedbány, proto se tato práce bude zabývat pouze elektromagnetickou účinností. Postup výpočtu ztrát v mědi ΔP_{Cu} byl již uveden výše. V programu Ansys byly vypočteny ztráty v železe ΔP_{Fe} pro stator a rotor. Tyto ztráty bylo podle [24] nutné upravit korekčním koeficientem, který byl celkově zvolen 1.8 z rozmezí uvedeném ve zdroji pro jeho statoru, jeho rotoru i zuby, aby odpovídaly neideálním vlastnostem plechů. Poslední složkou ztrát taktéž vypočtenou v Ansysu byly ztráty v permanentních magnetech ΔP_{PM} . Celkové ztráty byly vypočteny následovně.

$$\Delta P = \Delta P_{Cu} + 1.8 \cdot \Delta P_{Fe} + \Delta P_{PM} \quad (5.22)$$

Výsledná elektromagnetická účinnost pro stroj v motorickém režimu byla vypočtena takto.

$$\eta_{el} = \frac{P_{out}}{P_{out} + \Delta P} \quad (5.23)$$

Jelikož stroj byl také simulován v bodě, kdy proud v q-ose byl nulový a proud v d-ose záporný, je třeba rovnici pro elektromagnetickou účinnost upravit tak, aby odpovídala generatorickému režimu. V generatorickém režimu vycházel v programu Ansys záporný moment. Vstupní výkon generátoru P_{in} byl vypočtem tímto způsobem.

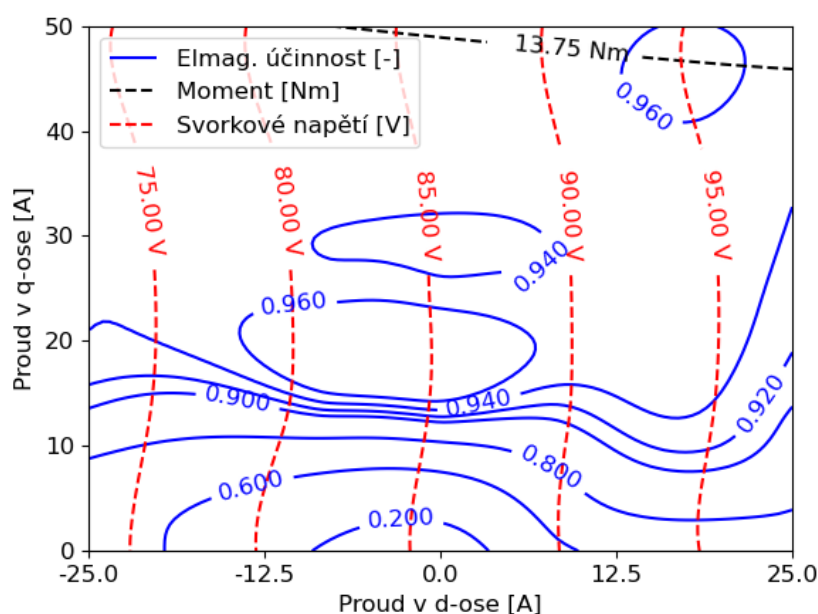
$$P_{in} = |M| \cdot \omega \quad (5.24)$$

Elektromagnetickou účinnost v generatorickém režimu bylo poté možné zapsat následovně.

$$\eta_{el} = \frac{P_{in} - \Delta P}{P_{in}} \quad (5.25)$$

5.2.6 Výsledky výpočtů elektromagnetické účinnosti stroje

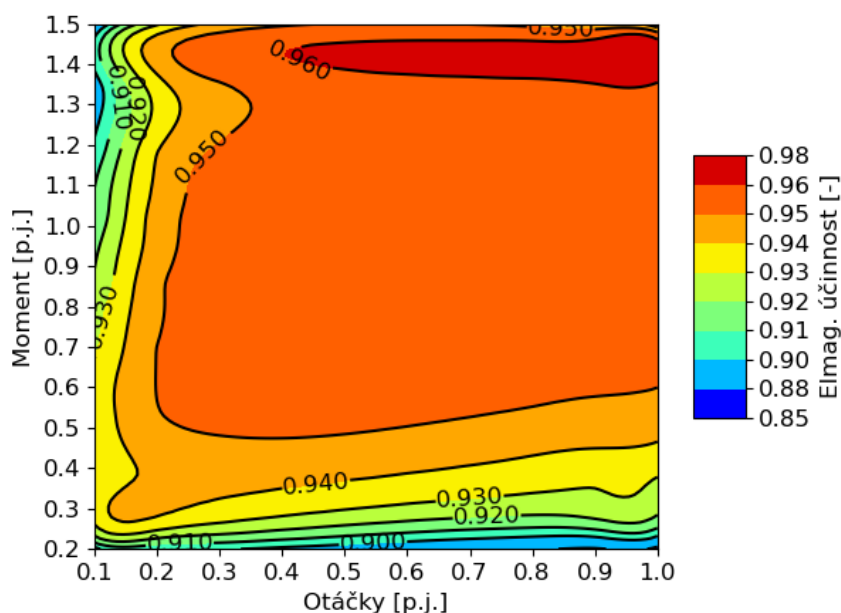
Po výpočtu elektromagnetické účinnosti pro naměřené body odpovídajícím proudům v d-ose a q-ose byly tyto hodnoty opět interpolovány pomocí RBF. Pro dosažení přesnější interpolace a ověření správné funkce elektromagnetického výpočtu, v oblasti hodnot proudů blízkých se a odpovídajících 0 A, bylo použito pro vynesení následující charakteristiky více pracovních bodů. Přidané body jsou znázorněny na Obr. 5.11 jako rozšířené.



Obr. 5.18: Závislost účinnosti, momentu a napětí na prouděch v d- a q- ose.

Program Ansys pro bod odpovídající nulovým proudům v obou osách poskytoval hodnoty, které nemohly být využity z důvodu, že neodpovídaly fyzikálním předpokladům. Proto byla pro tento bod stanovena účinnost 0. Obdobným způsobem byl vyřazen bod, kde stroj pracoval v generatorickém režimu, ale ztráty převyšovaly jeho příkon, tedy nemohl se prakticky v tomto pracovním bodě nacházet. Pro znázornění výsledku byl zvolen 2D graf obsahující izolinie daných veličin znázorněný na Obr. 5.18. Kromě elektromagnetické účinnosti byla znázorněna izolinie jmenovitého momentu a pět izolinií svorkového napětí.

Elektromagnetická účinnost byla také vypočtena v závislosti na otáčkách stroje a dodávaném momentu a byla vytvořena účinnostní mapa stroje pro oblast konstantního momentu. Analýza probíhala do 1.5 násobku jmenovitého momentu a do jmenovitých otáček.



Obr. 5.19: Účinnostní mapa stroje pro oblast konstantního momentu.

Pro správnou funkci interpolace naměřených hodnot pomocí RBF bylo nutné provést několik úprav. Nejdříve byla snaha o zahrnutí i bodů blízkých nulovým otáčkám a nulovému momentu. Tyto body však měly značný vliv na zvlnění interpolace, jelikož interpolace pomocí RBF měla i při použití thin-plate spline značnou chybu v okolí těchto bodů. Proto pro zvýšení přesnosti interpolace pro body, které jsou z hlediska stroje důležitější, tedy ty s vysokou účinností, byly krajní body vynechány. Ponechány byly body od zhruba 2.3 Nm momentu a 600 otáček za minutu. Při dalším ladění interpolace se ukázalo, že velký vliv na výsledný tvar má také vzdálenost mezi body. Proto byly otáčky nejdříve vztaženy v poměrných jednotkách k tisícům otáček, což přineslo

výrazné zlepšení. Ještě lepšího výsledku bylo dosaženo po převedení jak momentu tak otáček do poměrných jednotek vztažených k jmenovitým hodnotám veličin. Tímto krokem došlo k významnému snížení chyby interpolace. V účinnostní mapě jsou zahrnuty izolinie účinnosti do hodnoty 0.96, jelikož tato hodnota byla blízká maximální vypočtené hodnotě přímo v některém z měřených bodů a u hodnot vyšších než naměřených je možné, že se jedná pouze o odchylku způsobenou interpolací. Výsledná účinnostní mapa byla vyobrazena na Obr. 5.19.

5.2.7 Stroj ve jmenovitém bodě

Za jmenovitý bod je považován stav, při kterém byl proud v d-ose nulový a amplituda proudu v q-ose byla 50 A. Pro srovnání jsou hodnoty získané elektromagnetickým výpočtem porovnány s hodnotami zadaného stroje v Tab. 5.1 zaokrouhlené na dvě desetinná místa. Pro jmenovitý bod bylo vypočteno také TRV, podle předpokladů z teoretické části práce.

$$TRV = \frac{M}{V_r} = \frac{M}{\pi \cdot r_r^2 \cdot l_a} = \frac{14.06}{\pi \cdot (52.5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 90 \cdot 10^{-3}} \doteq 18 \text{ kNm m}^{-3} \quad (5.26)$$

Tab. 5.1: Porovnání vypočtených a zadaných hodnot

Parametr	Vypočtené	Zadané
Jmenovitý moment [Nm]	14.06	13.75
Jmenovitý efektivní proud [A]	35.36	34.25

V Tab. 5.2 jsou zaznamenány další vypočtené parametry stroje ve jmenovitém bodě. Hodnoty napětí a úbytků napětí jsou uvedené jako efektivní.

Tab. 5.2: Vlastnosti stroje ve jmenovitém bodě

Parametr	Hodnota
Svorkové napětí [V]	86.57
Úbytek napětí na rozptylové indukčnosti [V]	2.77
Úbytek napětí na odporu vinutí [V]	0.49
Výkon stroje [W]	8832
Celkové ztráty [W]	409.6
Elektromagnetická účinnost [-]	0.956
Účinník [-]	0.992
TRV [kNm·m ⁻³]	18

Pro lepší přehled o skladbě ztrát byly uvedeny v Tab. 5.3 jednotlivé složky ztrát a také jejich podíl na celkových ztrátách stroje. Reálná účinnost bude podle [18]

při započítání třecích ztrát způsobených především pracovní kapalinou ve vzduchové mezeře významně horší, především při kombinaci vysokých otáček a malého momentu, což může vysvětlovat, proč má stroj vysokou elektromagnetickou účinnost i při překročení jmenovitého momentu 13.75 Nm, jelikož autor návrhu stroje uvažuje pro využití v EHA například i moment 55 Nm.

Tab. 5.3: Rozložení ztrát ve stroji

Parametr	Hodnota	Podíl
Ztráty v mědi	69.7 W	17 %
Ztráty v železe	137.6 W	33.6 %
Ztráty v permanentních magnetech	202.3 W	46.4 %

Na závěr lze stroj porovnat s ostatními stroji, které byly porovnány v rámci literární rešerše v Tab. 3.4. Modelovaný stroj byl přidán v Tab. 5.4 a označen písmenem **X**.

Tab. 5.4: Srovnání strojů z literární rešerše a stroje modelovaného (**X**)

Označení	A	B	C	D	E	F	X
Zdroj	[20]	[22]	[23]	[31]	[32]	[17]	[18]
Aplikace	aktuace	aktuace	pohon	EMA	EMA	GT	EHA
Chlazení	-	-	V	P	P	V	-
Druh magnetu	SmCo	-	SmCo	SmCo	SmCo	SmCo	SmCo
n [min^{-1}]	12000	2400	3000	800	8000	-	6000
M [Nm]	1	0.2	63.7	4	5	6979.4	13.75
m [-]	2x3	6	-	-	3	2x3	3
p [-]	2	5	15	14	4	21	6
n_d [-]	24	12	36	24	9	36	9
d_r [mm]	34	26	171	-	-	-	52.5
D_{ag} [mm]	1	-	1	-	0,9	2	3
l_a [mm]	220	30	65	40	80	151	90
V_r [cm^3]	176	2	388	92	111	-	779
TRV [kNm m^{-3}]	5.7	104.6	164.1	43.7	45.1	224.42	18
σ [kPa]	2.8	52.3	82.1	21.8	22.6	174.2	9
l_a/d_r [-]	6.47	1.15	0.38	1.48	3.81	-	1.7

Pozn. V = nucené chlazení vzduchem, P = přirozené chlazení.

5.3 Stroj v poruchovém stavu

Jak již bylo zmíněno v teoretické části práce, z důvodu zabezpečení provozu při poruše je vhodné, aby byl stroj schopen pracovat při rozpojení obvodu nebo při zkratu.

Proto se nyní bude práce zabývat také poruchovými stavy a v závěru bude zhodnoceno, zda je stroj schopen v těchto stavech dostatečně zajistit funkci.

5.3.1 Rozpojení fáze

Podle teoretického předpokladu pro třífázový stroj prezentovaného v [44] byly zdravé fáze stroje posunuty o 30° a amplitudy proudů zvýšeny o $\sqrt{3}$. Výsledný průběh proudů je znázorněn na Obr. 5.20, kde je proud vyjádřen v poměrných jednotkách ku proudu jmenovitému. Na Obr. 5.21 je vidět, že průběh momentu při rozpojení fáze je velmi zvlněný a nedosahuje jmenovité hodnoty. Jeho průměrná hodnota je přibližně 12.56 Nm, což je zhruba 91% jmenovité hodnoty. Při rozpojení fáze došlo k významnému růstu ztrát v magnetech, které se více než zdvojnásobily. Zdvojnásobily se také ztráty v mědi. Ztráty v železe poklesly o 20%.

5.3.2 Zkrat fáze

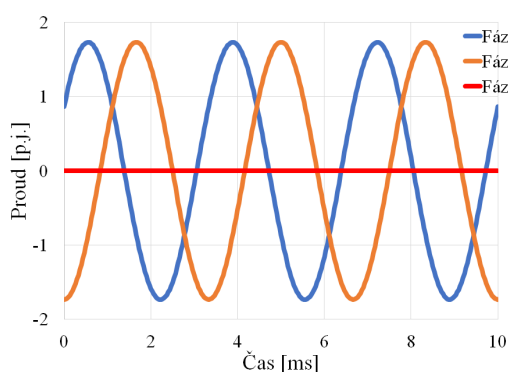
Maximální zkratový proud bude vypočten pomocí postupu uvedeného v teoretické části práce.

$$I_z \leq \frac{E_m}{2\pi \frac{n}{60} \mu_0 N_z^2 l_{ef} \left(\frac{h_s}{3W_s} + \frac{h_0}{b_0} \right)} \quad (5.27)$$

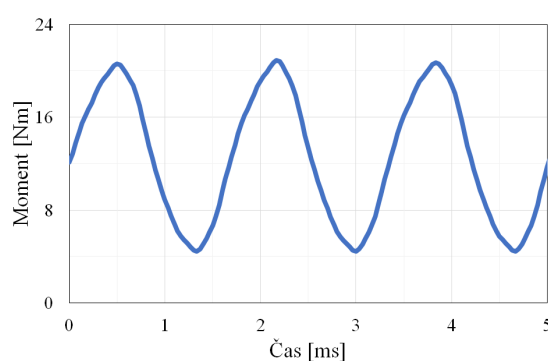
Po dosazení

$$\frac{122.9}{2\pi \cdot \frac{6000}{60} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 39^2 \cdot 6 \cdot 140.44 \cdot 10^{-3} \left(\frac{21.65 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 42.04 \cdot 10^{-3}} + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-3}} \right)} \leq 409.4 \text{ A} \quad (5.28)$$

Maximální hodnota zkratového proudu se pohybuje okolo osminásobku amplitudy jmenovitého fázového proudu.



Obr. 5.20: Průběh fázových proudů při rozpojení fáze C.



Obr. 5.21: Průběh momentu při rozpojení fáze C.

ZÁVĚR

Nejlepším řešením z hlediska využití elektrických strojů v letectví se jeví elektromechanický aktuátor, který v sobě kombinuje jednoduchost i výkonovou hustotu. Elektromechanické aktuátory byly dlouhou dobu považovány za nedostatečně spolehlivé kvůli možnosti zadrhnutí klíčového šroubu, což se vyřešilo použitím uvolňovacích mechanismů nebo odstraněním převodovky. Díky vývoji tak elektromechanický aktuátor překonává elektrohydraulický, který zaostává díky vysoké hmotnosti, vyšší komplexnosti a použití lokálního hydraulického systému.

Jako nejvhodnější stroj pro aplikaci v letectví se jeví synchronní stroj s permanentními magnety díky své vysoké výkonové hustotě, hladkému průběhu momentu a vysokým možným pracovním otáčkám. Další výhodou jsou jeho vlastnosti při poruchových stavech obvodu, kdy může být schopen fungovat i při demagnetizaci permanentních magnetů díky reluktanci.

Po strojích pro aplikaci v letectví je požadována vysoká spolehlivost. Mezi poruchové stavy ohrožující provoz stroje patří zkrat, který lze efektivně eliminovat vhodným dimenzováním statorových drážek až do té míry, kdy zkratové proudy jsou stejně velké jako jmenovité a stroj nijak neohrožují. Dalším poruchovým stavem je rozpojení fáze obvodu, což lze řešit použitím více setů fází ve stroji nebo vysokým počtem fází, které se v případě rozpojení fázově posunou tak, aby rozpojenou fází nahradily. Ke zvýšení spolehlivosti lze využít i záložních systémů, což je řešení, které se nejeví jako výhodné kvůli nárůstu hmotnosti a rozměrů elektrických systémů.

Stroje jsou za provozu vystaveny velkým výkyvům teplot, což společně s jejich předpokládanými vysokými provozními otáčkami klade značné požadavky na materiály. Jako vhodným materiálem pro konstrukci rotoru se jeví například slitina niklu Inconel 718® a izolantem slída dostatečné kvality. S teplotami souvisí i výběr permanentních magnetů, kde se jednoznačnou volbou staly magnety slitiny Samarium-Kobalt díky tomu, že jsou schopny pracovat za vysokých teplot. Pro dosažení vyšší momentové hustoty je vhodné magnety uspořádat do Halbachovy řady po povrchu rotoru.

Nejúčinnějším způsobem chlazení je přímé kapalinové chlazení teplosměnných ploch ve statoru. Kapalinový systém chlazení se sám o sobě přidává k objemu a hmotnosti zařízení, které pak ve výsledku nemusí být pro stejný výkon požadovaně menší nebo lehčí. Dobrých výsledků lze dosáhnout také chlazením vzduchem.

Při srovnání strojů z literatury bylo ověřeno, že stroje dle očekávání disponují vysokým momentem vztáženým na objem rotoru. Stroje nebyly kapalinou chlazené a využívaly přirozeného nebo nuceného chlazení vzduchem. Většina strojů měla z důvodu lepší spolehlivosti modifikovaný počet fází. Všechny stroje, které tento parametr měly uvedeny, využívaly permanentní magnety slitiny Samarium-Kobalt. Stroje C a F určené pro pohon letadla přesahovaly předpokládané hodnoty TRV pro letecký průmysl

a jejich společným znakem je chlazení vzduchem. U stroje F (Tab. 3.4) byla také předpokládána zátěž v krátkých intervalech, což může být důvodem vyššího TRV .

Při tvorbě modelu pro elektromagnetický výpočet pomocí metody konečných prvků byly využity parametry již navrženého stroje určeného pro aplikaci v letectví. Některé parametry nebyly uvedeny, proto byly co nejlépe zvoleny s ohledem na poznatky uvedené v teoretické části práce a na požadavky kladené na zadaný stroj. Jako materiál plechů byl zvolen M250-35A. V souladu s teoretickou částí práce byly zvoleny permanentní magnety slitiny samarium-kobalt, kontrétně Recoma® 18. Síť pro metodu konečných prvků byla zvolena s ohledem na hloubku vniku, aby bylo dosaženo dostatečně přesných výsledků.

Při stavu naprázdno byl zjištěn potřebný počet vodičů v drážce a také úhel natočení segmentů, jelikož stroj bylo nutné kvůli velmi vysokým hodnotám parazitního reluktančního momentu axiálně segmentovat. Díky segmentaci se parazitní reluktanční moment snížil o 91 %.

V zatížení byl stroj simulován pro různé hodnoty proudů v d- a q- osách. Pomocí interpolace s využitím radiálních bazových funkcí byly vyneseny mimojiné izolinie účinnosti, napětí a jmenovitého momentu pro různé hodnoty proudů v d- a q- ose, ale také 3D grafy, kde je viditelné, jak se proudy a toky v jednotlivých osách navzájem ovlivňují a jaký mají podíl na tvorbu momentu. Vytvořena byla také účinnostní mapa stroje pro oblast konstantního momentu (Obr. 5.19), kde je viditelná oblast, při které stroj pracuje s nejlepší elektromagnetickou účinností. Do tabulky 5.2 byly zaznamenány parametry stroje ve jmenovitém bodě, včetně jednotlivých složek ztrát a účinku. Stroj dosahoval ve jmenovitém bodě vysoké elektromagnetické účinnosti 95.6 % a TRV 18 kNm m^{-3} , což je níže než uvedené TRV pro letecké stroje v literatuře. Na druhou stranu v porovnání s ostatními stroji z literární rešerše má sice podprůměrné TRV , ale existuje i stroj navržený pro leteckou aplikaci s více než 3x nižším TRV . Stroj podle účinnostní mapy dosahoval vysoké účinnosti i při překročení jmenovitého momentu.

Na závěr byl stroj simulován v poruchovém stavu, kdy došlo k rozpojení jedné z fází. Stroj nebyl navržen pro práci při rozpojení jedné fáze, což je zřejmé z grafu závislosti momentu v čase, který byl příliš zvlněný. Při zkratu fáze procházel strojem maximální zkratový proud odpovídající osminásobku jmenovitého proudu, což je příliš vysoká hodnota pro dlouhodobější funkci v tomto poruchovém stavu. Pro snížení zkratových proudů by bylo možné zvýšit výšku drážky a vstupu drážky nebo snížit šířku drážky a vstupu drážky.

Z hlediska možnosti využití simulovaného stroje v letecké aplikaci lze konstatovat, což vyobrazuje účinnostní mapa, že je stroj schopný fungovat s vysokou účinností v širokém spektru otáček a momentu, což je jedním ze základních požadavků kladených na stroj pro leteckou aplikaci, čehož mimojiné dosáhl také využitím koncentrovaného

vinutí minimalizujícího ztráty v mědi. Stroj byl také vybaven vhodnými permanentními magnety odolnými vůči teplotě i korozi. Na druhou stranu stroj tíží spíše podprůměrné TRV a především neschopnost zabezpečit funkci v poruchovém stavu.

Pro zlepšení vlastností zadaného stroje lze navrhnout zvýšení počtu fází nebo použití dvou setů třífázového vinutí, aby při rozpojení fáze mohlo funkci převzít vyšší množství zdravých fází než dvě. Omezení zkratového proudu by bylo možné zajistit změnou rozměrů statorových drážek. Pokud by bylo třeba zajistit vyšší teplotní stálost permanentních magnetů, je možné také použít permanentní magnety vyšší jakostní třídy. Zvýšení TRV by bylo možné docílit zavedením systému chlazení, ale vzhledem k tomu, že ve vzduchové mezeře se nachází pracovní kapalina EHA systému, je těžké bez hlubších znalostí stroje posoudit možnosti chlazení stroje.

V bakalářské práci bylo dosaženo všech bodů zadání.

Literatura

- [1] Pat Wheeler. “Technology for the more and all electric aircraft of the future”. In: *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*. Curico, Chile: IEEE, 2016, s. 1–5. ISBN: 978-1-5090-1147-6. DOI: [10.1109/ICA-ACCA.2016.7778519](https://doi.org/10.1109/ICA-ACCA.2016.7778519). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7778519/> (cit. 11. 10. 2019).
- [2] A Boglietti et al. “The safety critical electric machines and drives in the more electric aircraft. A survey”. In: *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. Porto, Portugal: IEEE, 2009, s. 2587–2594. ISBN: 9781424446483. DOI: [10.1109/IECON.2009.5415238](https://doi.org/10.1109/IECON.2009.5415238). (Cit. 11. 10. 2019).
- [3] M et al Galea. “Development of an aircraft wheel actuator for green taxiing”. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Berlin, Germany: IEEE, 2014, s. 2492–2498. DOI: [10.1109/ICELMACH.2014.6960537](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2014.6960537). (Cit. 20. 11. 2019).
- [4] Yvonne Gibbs. *NASA Armstrong Fact Sheet: Pathfinder Solar-Powered Aircraft*. URL: <https://www.nasa.gov/centers/armstrong/news/FactSheets/FS-034-DFRC.html> (cit. 11. 10. 2019).
- [5] Karel Zitko a Milan Vacík. *Učebnice létání*. 4. rozšířené vydání. Praha: Business Media CZ, 2011. ISBN: 978-80-87388-05-1.
- [6] Dominique van den Bossche a AIRBUS. “The A380 flight control Electrohydraulic actuators, Achievements and lessons learnt”. In: *ICAS: 25th International Congress Of The Aeronautical Sciences 25* (2006), s. 1–8. URL: http://icas.org/ICAS_ARCHIVE/ICAS2006/PAPERS/048.PDF (cit. 12. 10. 2019).
- [7] Dominik Ruta. “Letecký simulátor s podporou virtuální reality”. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta informačních technologií, 2019. URL: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=197679 (cit. 19. 10. 2019).
- [8] Amir s Gohardani, Georgios Doulgeris a Riti Singh. “Challenges of future aircraft propulsion. A review of distributed propulsion technology and its potential application for the all electric commercial aircraft”. In: *Progress in Aerospace Sciences* 47.5 (2011), s. 369–391. ISSN: 0376-0421. DOI: [10.1016/j.paerosci.2010.09.001](https://doi.org/10.1016/j.paerosci.2010.09.001).

- URL: <https://www-sciencedirect-com.ezproxy.lib.vutbr.cz/science/article/pii/S0376042110000497> (cit. 11. 10. 2019).
- [9] NASA a Nick Galante. *Pathfinder over runway in Hawaii*. URL: <https://images-assets.nasa.gov/image/EC97-44287-1/EC97-44287-1~orig.jpg> (cit. 11. 10. 2019).
 - [10] *BOEING 787 FROM THE GROUND UP*. URL: https://www.boeing.com/commercial/aeromagazine/articles/qtr_4_06/article_04_1.html (cit. 12. 10. 2019).
 - [11] Chris Gerada a Keith J. Bradley. “Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.9 (2008), s. 3300–3306. ISSN: 0278-0046. DOI: [10.1109/TIE.2008.927970](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.927970). URL: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/document/4558158> (cit. 15. 10. 2019).
 - [12] Michael Galea et al. “Considerations for the design of a tubular motor for an aerospace application”. In: *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*. Beijing, China: IEEE, 2011, s. 1–6. ISBN: 9781457710445. DOI: [10.1109/ICEMS.2011.6073431](https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073431). (Cit. 15. 10. 2019).
 - [13] Jr. James L et al Sheahan. *Fault tolerant electro-mechanical acuator*.
 - [14] *RTCA DO-160G*. URL: <https://do160.org/rtca-do-160g/> (cit. 22. 10. 2019).
 - [15] M Rottach et al. “Fault-tolerant electrical machine design within a rotorcraft actuation drive system optimisation”. In: *IET Conference Proceedings*. Sv. 2012. 592. Stevenage: The Institution of Engineering & Technology, 2012, s. 1–2. ISBN: 978-1-84919-616-1. DOI: [10.1049/cp.2012.0247](https://doi.org/10.1049/cp.2012.0247). URL: <http://search.proquest.com/docview/1515653946/> (cit. 23. 10. 2019).
 - [16] Jinqun et al Xu. “Design and analysis of a novel fault tolerant permanent magnet synchronous motor for aircraft application”. In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Hangzhou, China: IEEE, 2014, s. 2790–2795. ISBN: 9781479951611. DOI: [10.1109/ICEMS.2014.7013973](https://doi.org/10.1109/ICEMS.2014.7013973). (Cit. 26. 10. 2019).
 - [17] Michael Galea. “High Performance, Direct Drive Machines for Aerospace Applications”. Disertační práce. Nottingham: University of Nottingham, 2013.
 - [18] David James Powell. “Modelling of high power density electrical machines for aerospace”. Disertační práce. University of Sheffield: University of Sheffield, department of Electronic a Electrical Engineering, 2003.
 - [19] J. R. Hendershot a T. J. E. Miller. *Design of brushless permanent-magnet machines*. Venice, Florida: Motor Design Books, c2010. ISBN: 978-0-9840687-0-8.
 - [20] A et al Bellara. “Design of a short-circuit fault tolerant permanent magnet machine for aircraft application”. In: *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Lausanne, Switzerland: IEEE, 2016, s. 1526–1532. ISBN: 978-1-5090-2538-1. DOI: [10.1109/ICELMACH.2016.7732726](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732726). (Cit. 27. 10. 2019).

- [21] Hongfen et al Bai. "Fault-tolerant control for a dual-winding fault-tolerant permanent magnet motor drive based on SVPWM". In: *IET Power Electronics* 10.5 (2017), s. 509–516. ISSN: 1755-4535. DOI: [10.1049/iet-pel.2015.1033](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.1033). URL: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/document/7894903> (cit. 27. 10. 2019).
- [22] Xiaolin Kuang et al. "Research on a six-phase permanent magnet synchronous motor system at dual-redundant and fault tolerant modes in aviation application". In: *Chinese Journal of Aeronautics* 30.4 (2017), s. 1548–1560. ISSN: 1000-9361. DOI: [10.1016/j.cja.2017.05.001](https://doi.org/10.1016/j.cja.2017.05.001). URL: <https://www-sciencedirect-com.ezproxy.lib.vutbr.cz/science/article/pii/S1000936117301048> (cit. 12. 11. 2019).
- [23] Huapeng Lin, Hong Guo a Hao Qian. "Design of High-Performance Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Aircraft Propulsion". In: *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Jeju, South Korea: KIEE EMECS (KIEE Electrical Machinery a Energy Conversion Systems), 2018, s. 174–179. DOI: [10.23919/ICEMS.2018.8549030](https://doi.org/10.23919/ICEMS.2018.8549030). (Cit. 17. 11. 2019).
- [24] Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen a Valéria Hrabovcová. *Design of Rotating Electrical Machines*. Second edition. John Wiley & Sons Ltd, 2013. ISBN: 978-1-118-58157-5.
- [25] René Larssonneur. "Design and control of active magnetic bearing systems for high speed rotation". Disertační práce. Zurich: Swiss Federal Institute of Technology Zurich, 1990.
- [26] Jan Bárta. "Návrh elektrického stroje 6 kW, 120 000 ot/min pro turbo-cirkulátor hélia". Disertační práce. Brno, 2018.
- [27] A. r Tariq, C. e Nino-baron a E. g Strangas. "Consideration of magnet materials in the design of PMSMs for HEVs application". In: *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. Detroit, USA: IEEE, 2011, s. 1–6. ISBN: 9781457710001. DOI: [10.1109/PES.2011.6039824](https://doi.org/10.1109/PES.2011.6039824). (Cit. 27. 10. 2019).
- [28] Yunfei Zhou et al. "Modeling and comparison of the Halbach array with different segments per pole". In: *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics* 47.3 (2015), s. 629–641. ISSN: 1383-5416. DOI: [10.3233/JAE-130113](https://doi.org/10.3233/JAE-130113). URL: <http://search.proquest.com/docview/1677976392/> (cit. 20. 11. 2019).
- [29] S Dwari a L Parsa. "Design of Halbach-Array-Based Permanent-Magnet Motors With High Acceleration". In: *Ieee Transactions On Industrial Electronics* 58.9 (2011), s. 3768–3775. ISSN: 0278-0046. DOI: [10.1109/TIE.2011.2112315](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2112315). URL: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/stamp/stamp.jsp?tp=%5C&arnumber=5709981> (cit. 20. 11. 2019).

- [30] Martin Van der geest et al. "Power Density Limits and Design Trends of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines". In: *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 1.3 (2015), s. 266–276. ISSN: IEEETransactionsonTransportationElectrification. DOI: [10.1109/TTE.2015.2475751](https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2475751). URL: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/document/7236923> (cit. 03. 11. 2019).
- [31] P. Giangrande et al. "Design and Testing of PMSM for Aerospace EMA Applications". In: *Proceedings. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Washington, DC, USA: Institute of Electrical a Electronics Engineers Inc, 2018, s. 2038–2043. ISBN: 9781509066841. DOI: [10.1109/IECON.2018.8591318](https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591318). (Cit. 23. 11. 2019).
- [32] Paolo et al Giangrande. "Considerations on the Development of an Electric Drive for a Secondary Flight Control Electromechanical Actuator". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 55.4 (2019), s. 3544–3554. ISSN: 0093-9994. DOI: [10.1109/TIA.2019.2907231](https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2907231). URL: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/document/8673605> (cit. 23. 11. 2019).
- [33] *Typical data for SURA® M250-35A*. URL: <https://cogent-power.com/cms-data/downloads/m250-35a.pdf> (cit. 17. 03. 2020).
- [34] *NON-ORIENTED ELECTRICAL STEEL Magnetic qualities*. URL: <https://cogent-power.com/products/non-oriented-electrical-steel/magnetic-qualities> (cit. 18. 03. 2020).
- [35] Seung-Hee Chai et al. "Extrapolating B-H Curve Data using Common Electrical Steel Characteristics for High Magnetic Saturation Applications". In: *Journal of Magnetism* 20.3 (2015-09-30), s. 258–264. ISSN: 1226-1750. DOI: [10.4283/JMAG.2015.20.3.258](https://doi.org/10.4283/JMAG.2015.20.3.258). URL: <http://koreascience.or.kr/article/JAKO201528559178440.page> (cit. 18. 03. 2020).
- [36] *Recoma®. The complete range of SmCo5 and Sm2Co17 alloys*. c2014. URL: <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/10/Recoma-Combined-160301.pdf> (cit. 13. 05. 2020).
- [37] J Luomi. "Finite element methods for electrical machines". Chalmers University of technology, Sweden, 1993.
- [38] *Electric motor winding calculator*. URL: <https://www.emetor.com/windings/> (cit. 01. 04. 2020).
- [39] Juha Pyrhönen. *Electrical Machine Drives Control : An Introduction*. eng. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, Inc., 2016. ISBN: 9781119260455.

- [40] Vaclav Skala. “Fast interpolation and approximation of scattered multidimensional and dynamic data using radial basis functions”. In: *WSEAS Transactions on Mathematics* 12 (květ. 2013), s. 501–511. ISSN: 2224-2880. URL: http://afrodita.zcu.cz/~skala/PUBL/PUBL_2013/2013_RBF-Scattered.pdf (cit. 06. 04. 2020).
- [41] Natasha Flyer a Grady B. Wright. “A radial basis function method for the shallow water equations on a sphere”. In: *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*. Sv. 465. 2106. 2009-03-04, s. 1949–1976. DOI: [10.1098/rspa.2009.0033](https://royalsocietypublishing.org/doi/10.1098/rspa.2009.0033). URL: <https://royalsocietypublishing.org/doi/10.1098/rspa.2009.0033> (cit. 25. 04. 2020).
- [42] G Weidenholzer et al. “A flux-based PMSM motor model using RBF interpolation for time-stepping simulations”. In: *2013 International Electric Machines & Drives Conference*. Chicago, IL, USA: IEEE, 2013, s. 1418–1423. ISBN: 9781467349758. DOI: [10.1109/IEMDC.2013.6556323](https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/document/6556323). URL: <https://ieeexplore-ieee-org.ezproxy.lib.vutbr.cz/document/6556323> (cit. 25. 04. 2020).
- [43] Saeed Mohammadzadeh Babr. “Design of PM motors with concentrated windings for concrete cutters”. Master Thesis. Stockholm: School of Electrical Engineering, Royal Institute of Technology, 2007.
- [44] John W. Bennett et al. “Fault-Tolerant Design Considerations and Control Strategies for Aerospace Drives”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.5 (2012), s. 2049–2058. ISSN: 0278-0046. DOI: [10.1109/TIE.2011.2159356](http://ieeexplore.ieee.org/document/5873143/). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5873143/> (cit. 08. 05. 2020).